radio fernsehen elektronik

3
1980

VEB VERLAG TECHNIK
BERLIN
INDEX 33 103
ISSN 0033 – 7900
MÄRZHEFT
29. JAHRGANG
EVP 3,80 MARK

Integrierte Thyristoransteuerschaltung U 706 D

Phasenregelkreis in Dünnschicht-Hybridtechnik

Radiokassettenrecorder Babett

Technologie elektronischer Bauelemente

Physikalisch-technische Grundlagen

Von Prof. Dr. phil. habil.
Heinz Schmellenmeier

256 Seiten, 123 Bilder,
33 Tafeln, Kunstleder, 18,– M.
Bestell-Nr. 551 573 7

Einführung · Ökonomie und Technologie · Werkstoffe (Aufbau. Herstellungsverfahren. Elektrische, thermische, mechanische und chemische Eigenschaften) · Behandlung und Verarbeitung von Werkstoffen (Formgebung. Befestigen. Reinigen von Oberflächen. Entgasen. Gase als passive und als aktive Werkstoffe. Herstellung dünner Schichten) · Einfluß des Reinheitsgrades auf bestimmte Materialqualitäten (Reinheitsbedingte Eigenschaften. Verfahren zur Reinigung. Bewußte „Verunreinigungen") · Vakuum (Werkstoffe für Vakuumgefäße. Erzeugung des Vakuums. Endvakuum und Pumpgeschwindigkeit. Pumpautomaten für große Stückzahlen. Erhaltung des Vakuums) · Maschinen und Vorrichtungen (Mechanisierung. Automatisierung. Ein- und Mehrzweckmaschinen. Präzisionsanforderungen. Verschleiß, geplante Reparaturen. Einfluß der Toleranzen von Halbfabrikaten auf die Qualitätskennziffern) · Standardisierung · Lebensdauer und Zuverlässigkeit.

Noch im Buchhandel erhältlich

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

Korrelationsmeßgeräte

Von G. A. Ball
Aus dem Russischen.
Deutsche Bearbeitung:
Prof. Dr. sc. techn. F. H. Lange
und Dipl.-Ing. H. Olschewski
Reihe Meßtechnik.
132 Seiten, 35 Bilder,
Kunstleder, 16,– M.
Bestell-Nr. 551 881 5

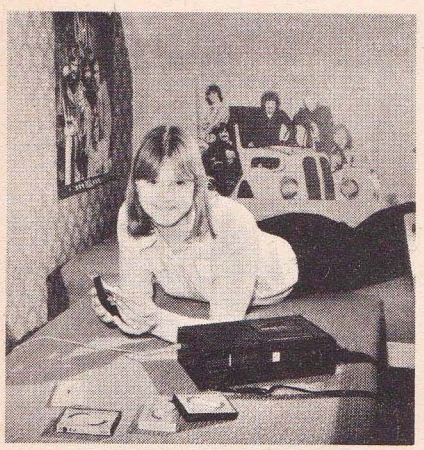
Korrelationsmeßverfahren werden verwendet, wenn die üblichen Meßverfahren infolge zu großer Störung des Nutzsignals versagen oder wenn zufällige (stochastische) Prozesse zu messen sind. Kernstück der vorliegenden Monografie sind eine Zuammenstellung der wichtigsten Bauarten von Korrelometern und die ausführliche Analyse der bei den einzelnen Arten auftretenden methodischen Meßfehler. Das sind die Meßfehler, die dem Funktionsprinzip des Korrelometers innewohnen, da der gewählte Algorithmus zum Berechnen der Korrelationsfunktion der gestellten Meßaufgabe nicht völlig gerecht wird. Hinweise zur Beschleunigung der häufig zeitaufwendigen Messungen runden das Thema ab.

AUS DEM INHALT: Allgemeine Einführung · Prinzip für den Bau von Korrelometern · Methodische Meßfehler der Korrelationsanalyse · Beschleunigung der Korrelationsanalyse.

Noch im Buchhandel erhältlich

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

Titelbild



Die Gerätebeschreibung und die Servicehinweise zum Radiorecorder Babett finden Sie auf den Seiten 171 bzw. 175
Foto: K. Schwarzer

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Datensammelsysteme
- Untersuchungen an IS mit Elektronenspiegelmikroskopie und digitaler Bildbearbeitung
- Tragbarer Zweikanal-Magnetbandspeicher
- PROM-Programmiergerät
- Erweiterungsfähige Mikrorechnergrundstufe
- Wurfweitenmeßsystem
- Vorsicht beim Eigenbau von Fernseh-Ortsversorgungsanlagen

In diesem Heft

Integrierte Thyristoransteuerschaltung U 706 D	143
Schnelles I^2L-Multiplizier- und Dividierfeld	150
Phasenregelkreis in Dünnschicht-Hybridtechnik	155
Mikrorechnerentwicklungssystem mit K 1510	156
Programmierbares Koppelfeld mit IEC-Bus-Schnittstelle Anwendung und Programmierung	158
Stand & Tendenzen Mechanische frequenzselektive Bauelemente, Teil 2 und Schluß	160
MODERNE STROMVERSORGUNGSTECHNIK 3	163
HALBLEITERINFORMATIONEN 162 Analoger integrierter Festkörperschaltkreis A 202 D	167
FÜR DEN SERVICE	171
Radiokassettenrecorder Babett	175
Antriebsbausteine für HiFi-Plattenspieler	178
Das Farbfernsehsystem PAL, Teil 3	181
HiFi-Wiedergabe mit dem ZK 246	184
Schaltkreistechnik der optischen Nachrichtentechnik mit Übertragungsraten über 1 G bit/s	186
Spannungs-Frequenz-Umsetzer	188
Einfaches temperaturstabiles Referenzelement	191
Elektronische Bandlaufkontrolle in Kassettentonbandgeräten	192

СОДЕРЖАНИЕ

Интегральная схема для управления тиристорами U 706 D 143

Быстрое I^2L-поле умножения и деления 150

Контур регулирования фазы в тонкоплёночной гибридной технике 155

Система микро-эвм на K 1510 156

Программируемое поле связи с IEC-пересечением собирательных шин 158

Механические частотноизбирательные элементы, ч. 2ая и окончание 160

Современная техника питания 3 163

Информации о полупроводниках 162 167

Для сервиса 171

Кассетный магнитофон с приемником Babett 175

Элементы привода проигрывателей высокого качества 178

Система цветного телевидения PAL, ч. 3я 181

Высококачественное воспроизведение с ZK 246 184

Схемы оптической техники связи с передачей более 1 Г бит/сек 186

Преобразователь напряжение-частота 188

Простой эталонный элемент со стабилизацией по температуре 191

Электронный контроль хода ленты в кассетных магнитофонах 192

OBSAH

U 706 D – integrovaný obvod k řízení tyristorů 143

Rychlá násobicí a dělicí matice v technice I^2L 150

Tenkovrstvý hybridní obvod k řízení fáze 155

Vývojový systém s mikropočítačem K 1510 156

Programovatelné spojovací pole s řezem sběrnice dle IEC 158

Selektivní součástky, díl druhý a dokončení 160

Moderní napájecí zdroje 3 163

Informace o polovodičových součástkách 162 167

Pro servis 171

Babett – rozhlasový přijímač s kazetovým magnetofonem 175

Stavebnicové jednotky pro pohon Hi-Fi gramofonů 178

Systém barevne televize PAL, díl třetí 181

Hi-Fi reprodukce s magnetofonem ZK 246 184

Obvody optické sdělovací techniky s rychlosti přenosu větší 1 Gbit/s 186

Převodník napětí – kmitočet 188

Jednoduchý teplotně nezávislý referenční článek 191

Elektronická kontrola pohybu pásku v kazetových magnetofonech 192

IN THIS ISSUE

Integrated thyristor drive circuit U 706 D 143

Fast I^2L multiplier and dividing section 150

Phase-locked loop in thin-film hybrid technology 155

Microcomputer development system with K 1510 156

Programmable switching network with IEC bus interface 158

Mechanical frequency-selective components, part 2 and conclusion 160

Modern power supply technique 3 136

Semiconductor information 162 167

Service information 171

Radio cassette recorder Babett 175

Drive modules for hi-fi record players 178

The colour televison system PAL, part 3 181

Hi-fi reproduction with the ZK 246 184

Switching circuit technique of the optical communications with transmission rates above 1 G bit/s 186

Voltage-to-frequency converter 188

Simple temperature-stable reference element 191

Electronic tape run control in cassette tape recorders 192

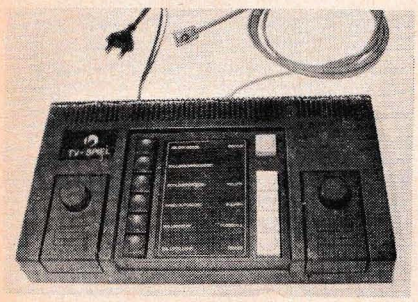
Neu im Handel

Bildschirmspielgerät BSS 01

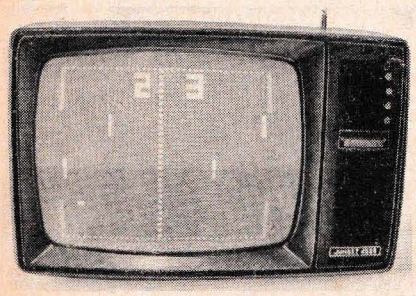
Mit dem Bildschirmspielgerät BSS 01 vom VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder kommt ein völlig neues Erzeugnis in den Handel, das eine vielseitige Ausnutzung bereits vorhandener Fernsehgeräte gestattet. Das TV-Spiel ist ein Gerät zur Simulierung von Sport- und Geschicklichkeitsspielen auf dem Bildschirm, an denen sich maximal zwei Spieler beteiligen können. Zur Wahl stehen die Spiele Fußball, Tennis, Squash und Pelota, die durch Veränderung der Ballgeschwindigkeit, des Ballabprallwinkels und der Schlägergröße in unterschiedlichen Schwierigkeitsgraden gespielt werden können.

Technische Daten

Spielarten	Tennis, Fußball, Squash, Pelota
Flugbahn	veränderlich, 2 Ablenkwinkel
Schlägergröße	veränderlich, 2 Stufen
Ballgeschwindigkeit	veränderlich, 2 Stufen
Balleinwurf	Hand, automatisch
Versorgungsspannung	220 V ± 10 % 50 Hz
Leistungsaufnahme	≈ 2 W
Ausgangsfrequenz	55,25 MHz (K 3)
Ausgangsspannungsbereich	< 12 mV an 75 Ω
Zeilenzahl	312



Bildschirmspielgerät BSS 01
Werkfoto

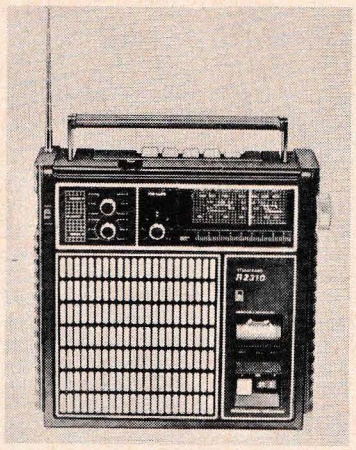


Spielart Fußball **Werkfoto**

Reiseempfänger Steratrans 2300

Mit dieser Neuentwicklung aus dem VEB Stern-Radio Berlin wird die Ablösung der bisherigen Gerätetypen, in diesem Fall Stern-Elite, fortgesetzt. Das Gerät ist in einem quadratischen Gehäuse mit versenkbarem Tragegriff, übersichtlichen Bedienelementen und großflächiger Skale untergebracht. Die Skale ist bei Netzbetrieb beleuchtet. Die neuartige Form des Empfängers gestattet den Einbau eines relativ großen Lautsprechers. Die Ausgangsleistung beträgt bei Netzbetrieb 3,5 W und bei Batteriebetrieb 1,5 W bei k = 10 %.

Höhen und Tiefen sind getrennt regelbar. Weiterhin hat der R 2300 eine Fest-AFC, Autoantennenanschluß für alle Bereiche, automatische Netz-Batterieumschaltung, Spannungsstabilisierung aller Vorstufen und Anschlüsse für TA/TB sowie Außenlautsprecher.



Reiseempfänger Steratrans 2310

Technische Daten	
Stromversorgung	220 V Wechselspannung oder 9 V (6 × R 20 Monozellen)
Wellenbereiche	UKW, KW 1, KW 2, MW, LW
Bestückung	2 IS, 5 Transistoren, 11 Dioden, 1 Selengleichrichter
Abmessungen in mm	265 × 265 × 85
Masse	≈ 3,4 kg mit Batterien

Reiseempfänger Steratrans 2310

Dieses Gerät basiert technisch auf dem Steratrans R 2300, ist auch in einem ähnlichen Gehäuse mit gleichen Abmessungen untergebracht, unterscheidet sich von diesem aber durch Ausstattung und Zusatzfunktionen.

Während der Kurzwellenbereich 1 (41...49 m) unverändert blieb, wurde der Kurzwellenbereich 2 von 9,5...18,0 MHz (31...16 m) beträchtlich erweitert. Um trotzdem eine gute Sendereinstellung zu ermöglichen, ist für diesen Bereich eine Kurzwellenlupe vorhanden. Außerdem hat das Gerät zusätzlich ein Abstimminstrument und eine Zeitschaltuhr. Mit dieser Zeitschaltuhr kann durch entsprechende Vorprogrammierung mit Taste und Instrument eine Zeitdauer bis zu 80 Minuten gewählt werden, wobei sich wahlweise das Gerät ein- oder ausschaltet.

Der Typ 2310 ist mit 2 IS, 10 Transistoren, 13 Dioden, 1 Selengleichrichter bestückt. Die übrigen technischen Daten sind unverändert.

Dokumentation über Mikroprozessor-Lernsystem

Die schnelle und umfassende Einarbeitung in die Technik der Mikroprozessoren und ihre Leistungsfähigkeit, in die Kenntnis der Programmsprache und Programmiertechnik ist eine wesentliche Voraussetzung zur Erarbeitung neuer wissenschaftlich-technischer Lösungen der Rationalisierung und Automatisierung.

Diesen Erfordernissen Rechnung tragend, wurde im Rahmen der Applikation Bauelemente des VEB Funkwerk Erfurt ein „Lernsystem für frei programmierbare Steuerungen" entwickelt. Das Gerät versetzt den Anwender in die Lage, sich mit dem Befehlssatz, der Arbeitsweise und der Struktur des Mikroprozessorsystems der II. Leistungsklasse der DDR, dem System U 880 D, vertraut zu machen. Es ermöglicht das Erlernen der Programmsprache und das Testen der vom Anwender selbst erstellten Software von Meß-, Steuer- und Regelsystemen.

Das Lernsystem enthält neben einem Netzteilmodul, der Tastatur- und Anzeigesteuerung zwei Leiterplatteneinschübe als CPU-Modul und RAM/ROM-Modul. Die CPU-Karte ist u. a. mit dem Mikroprozessorschaltkreis U 880 D, dem parallelen Ein-Ausgabeschaltkreis U 855 D, dem Zähler-Zeitgeberschaltkreis U 857 D und dem USART MH 3251 bestückt. Der RAM/ROM-Modul ist mit den Speicherschaltkreisen U 202 D, U 551 D bzw. U 552 C bestückt und verfügt über 1-K-Byte-RAM- und maximal 2-K-Byte-ROM-Kapazität.

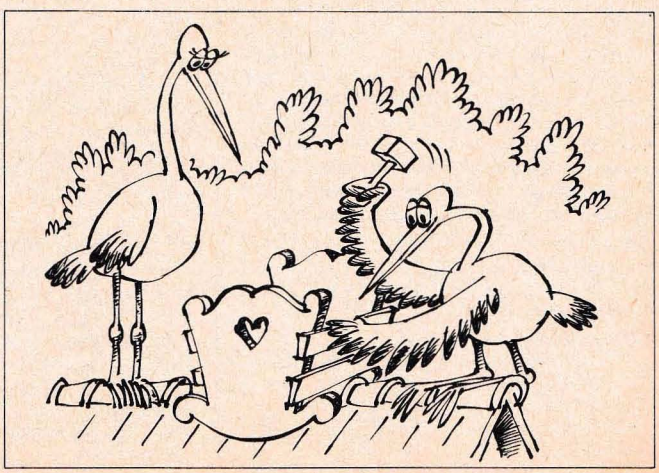
Bei Ausnutzung von drei noch freien Einschubplätzen bestehen für den Benutzer des Lernsystems folgende Erweiterungsmöglichkeiten:

- Speichererweiterung bis maximal 64 K Byte
- Erweiterung zum PROM-Programmiergerät (mit Zusatzbaugruppe)
- Erprobung selbsterstellter Hardware
- Einsatz als frei programmierbare Steuerung (mit Interfacebaugruppe).

Über die vorhandenen parallelen und seriellen Ein-Ausgabeschnittstellen sind beispielsweise handelsübliche Magnetbandkassettengeräte zur langfristigen Datenspeicherung direkt anschließbar. Der Anschluß an Fernschreiber ist vorbereitet.

Die Eingabe von Befehlen und Daten erfolgt von Hand über ein 32teiliges Tastenfeld. Die Anzeigeeinheit kann ein vierstelliges Adreßwort und ein zweistelliges Datenwort im Hexadezimalkode anzeigen.

Vom VEB Funkwerk Erfurt wird zum Lernsystem eine dreiteilige Dokumentation zur Nachnutzung angeboten:



Nestmontage
Zeichnung: Moese

Teil 1: Beschreibung der Hardware des Gerätes einschließlich kompletter Schaltungsunterlagen
Teil 2: Softwarebeschreibung (Betriebsprogramm und Programmliste)
Teil 3: Konstruktionsunterlagen einschließlich kompletter technologischer Unterlagen zur Leiterplattenherstellung.

Interessenten wenden sich bitte an:
VEB Funkwerk Erfurt, Applikation Bauelemente
501 Erfurt, Rudolfstr. 47
Tel. 5 10 76/App. 25

K-1510-PROM-Programmier- und Testprogramm

Das Programm PPST für das Mikrorechnersystem K 1510 gestattet eine zeiteffektive und einfache Programmierung der PROM-Schaltkreise mit Programmierzusatz PRZ 0410 und bietet übersichtliche Möglichkeiten zum Überprüfen des Inhalts beschriebener PROM-Bereiche im Rechner sowie des RAM-Bereichs auf fehlerfreies Beschreiben und Lesen. Das Programm wird über die Tastatur-Bildschirmeinheit bedient. Programmleistungen:

PROM-Programmierung vom PROM-Lochband
Der eingelesene PROM-Lochinhalt kann hexadezimal zu 2 × 128 Byte auf der BSE dargestellt, mit Tastatureingabe byteweise verändert und in einem PROM eingeschrieben werden. Bei jedem Einschreiben wird auf richtige Informationsübernahme hin kontrolliert. Das Kontrollergebnis wird Byte für Byte auf den 256 Bildpositionen der BSE als Positiv- oder Negativquittung dargestellt.

Ausgabe und Korrektur beliebiger 256-Byte-Speicherbereiche
Jeder PROM-RAM-Speicherbereich kann hexadezimal auf der BSE ausgegeben werden. In jeden beliebigen RAM-Speicherbereich können mit Tastatur hexadezimal Programminformationen eingeschrieben werden.

PROM-Programmierung ohne PROM-Lochband
Der Inhalt eines beliebigen PROM kann auf der BSE dargestellt, mit Tastatureingabe beliebig verändert, ergänzt oder vollkommen neu eingetragen und auf einen PROM eingeschrieben werden.

Duplizieren von PROM-Inhalt
Der Inhalt eines auf den DUPL-Platz des PRZ gesteckten oder im Rechner eingebauten PROM kann auf der BSE dargestellt und verändert oder unverändert auf einen leeren PROM dupliziert werden.

Transfer beliebiger Speicherbereiche in den RAM-Bereich
Durch hexadezimale Eingabe der High-Teile der Adressen des Quell- und des Zielbereichs können 256 Byte als Paket umgespeichert werden.

PROM-Inhalt-Kontrolle
Das Programm PPST ermöglicht eine zeiteffektive Kontrolle beschriebener PROM auf unveränderten Informationsinhalt im eingebauten oder im ausgebauten Zustand der PROM. In beiden Fällen wird der Inhalt des äquivalenten PROM-Lochbandes oder eines PROM-Duplikats auf dem PRZ oder auf einer Testkarte mit dem PROM-Inhalt verglichen, und das Kontrollergebnis wird auf der BSE dargestellt. Mit dieser Methode können im Fehlersuchfall innerhalb weniger Minuten im PROM-Bereich enthaltene Programme von mehreren K Byte Programmlänge oder einzelne PROM auf fehlerfreien Informationsinhalt geprüft werden.

Zeitangaben (Bedienhandlung eingeschlossen)
Beschreiben eines PROM etwa 3,5 min
Kontrolle eines PROM etwa 15 s

Programmparameter
– autonomer Betrieb mit Standard IN/OUT-Befehlen ohne weitere Softwaremoduln
– Speicherbedarf:
0,75 K Byte Programm (Bereich beliebig assemblierbar)
0,25 K Byte RAM-Puffer, beginnend ab XX 00 H (Bereich beliebig assemblierbar)
feste Arbeitszellen 37753-55 Q (INT1)
– Bedienung: über ausgewählte Funktionstasten einschließlich Kursorsteuertasten. Alle anderen Tasten bleiben wirkungslos.

Interessenten wenden sich an:
Dipl.-Ing. P. Uhlmann
16 Königs Wusterhausen, Postfach 35 740

Dokumente des Internationalen Beratenden Ausschusses für das Funkwesen (CCIR) – XIV. Vollversammlung Kyoto 1978 – Bewegliche Funkdienste

Mit der Veröffentlichung der Materialien des CCIR, Studiengruppe 8 (Bewegliche Funkdienste – herausgegeben vom Rundfunk- und Fernsehtechnischen Zentralamt, übersetzt vom Zentralamt für Funkkontroll- und Meßdienst, Abt. Seefunkdienst, Rostock – stellt die Deutsche Post erstmals seit 20 Jahren wieder den vollständigen Text der Empfehlungen dieser Organisation des Internationalen Fernmeldevereins (UIT) in der aktuellen Fassung gemäß der XIV. Vollversammlung 1978 den Betreibern beweglicher Funkdienste und Herstellern einschlägiger Technik als Arbeitsunterlage in deutscher Sprache zur Verfügung.
Darüber hinaus wird durch diese Veröffentlichung, die neben den Empfehlungstexten die Auflistung der übrigen Materialien der Studiengruppe 8 enthält (Berichte, Fragen und Studienprogramme, Entscheidungen, Entschließungen und Meinungen), interessierten Kreisen ein Überblick über das durch dieses Gremium erfaßte Teilgebiet des Nachrichtenwesens und den dort bestehenden Entwicklungsstand der Technik gegeben.
Die Broschüre wird im I. Quartal 1980 beim Rundfunk- und Fernsehtechnischen Zentralamt, 1199 Berlin, Agastraße, erscheinen.

Tendenzen der Magnetblasenspeicherentwicklung

Die zukünftige Entwicklung der Magnetblasenspeicher wird durch folgende Tendenzen gekennzeichnet:

– Ionenimplantation bei der Herstellung der Speicher
Ionenimplantation durch eine Fotoresistmaske ändert die Oberfläche des dünnen Granatfilms, in dem die Blasen selbst festgelegt werden. Dabei wird die Achse der Magnetisierung im behandelten Gebiet von einer senkrechten zu einer parallelen Orientierung zum Film verändert.
– Verfeinerung der Herstellungstechnologie zur Beherrschung von 2-μm-Permalloy-Strukturen
Hier wird eine Planartechnologie verwendet, die möglicherweise die Herstellung von 1-M-Bit-Chips auf einer Fläche von 1 cm² gestattet. Die Neuerung beruht in einer Dreifach-Schichtstruktur aus Al-Cu, SiO_2 und Permalloy, auf die sich die Musterbildung anschließt. Bearbeitet wird so von oben nach unten statt von unten nach oben, wobei mit einem Plasma geätzt wird.
– Tastaturen mit magnetoakustischen Verzögerungsleitungen
Bei den Tastaturen sind Dauermagnete in die Tasten eingeschmolzen. Die magnetoakustische Verzögerungsleitung selbst besteht aus einem Nickel-Eisen-Muster über einem Beryllium-Kupferdraht von einem Durchmesser von 125 μm. Beim Drücken der Taste ändert das Magnetfeld des Dauermagneten die Magnetisierung in der Verzögerungsleitung, wobei zusammen mit einem Abfrageimpuls eines Mikroprozessors akustische Wellen entstehen, die entsprechend ausgewertet werden.
– Stromgeschaltete Josephson-Logikelemente
Das stromgeschaltete Josephson-Logiktor wird aus zwei Übergängen und einem kleinen Widerstand gebildet. Das Tor schaltet durch, wenn der Schwellstrom eines Übergangs überschritten wird.

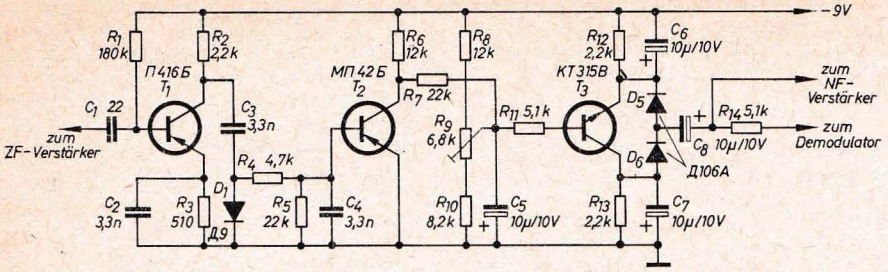
▼ **Physik – Mechanik.** Von diesem Hochschullehrbuch von A. Recknagel erschien im VEB Verlag Technik die 14., bearbeitete Auflage. In dieser bearbeiteten Auflage wurden neue Standards berücksichtigt und der Text konsequent auf SI-Einheiten umgestellt. 388 Seiten, 373 Bilder, 4 Tafeln, 18,– Mark. Bestellnummer 5 528 335.

▼ Mit dem Bau einer ersten **Intersputnikstation** ist **in der Sozialistischen Republik Vietnam** begonnen worden. Sie ist für den Empfang von Fernsehprogrammen in Schwarzweiß und in Farbe sowie von Telefongesprächen und Telegrammen via Satellit bestimmt.

▼ Eine Weiterentwicklung der **Mikrorechnertechnik** zeigt sich in Mikrorechnern, die durch Vorsagen bestimmter Worte lernen und anschließend diese gelernten Schlüsselworte zum Abarbeiten von Programmen benutzen können. Auf diese Weise ist es möglich, durch Zuruf, ohne Betätigung einer Tastatur, z. B. bei einer Lagerinventur Stückzahlen aufzunehmen oder im Heimbereich bestimmte Steuerfunktionen durchzuführen. Weitere Einsatzmöglichkeiten sind in Service- und Kundendienstbetrieben, Handelsunternehmen, Ingenieurbüros sowie Forschungs- und Entwicklungslabors gegeben. Durch den Anschluß von Monitoren unterschiedlicher Bildschirmgröße (schwarzweiß oder Farbe) sowie von externen Massenspeichern und Druckern ergibt sich eine hohe Flexibilität des Gesamtsystems. So lassen sich z. B. 40 Zeichen in 24 Zeilen weiß auf schwarz oder schwarz auf weiß, 40 × 48 Bildpunkte in 16 Farben oder 360 × 192 Bildpunkte in sechs Farben darstellen. Die Farbdarstellungen können mit zusätzlichen Textzeilen am unteren Bildrand kombiniert werden. Wesentliches Element dieses verstehenden Rechnersystems ist ein Spracheingabe-Interface (Spracherkennungsmodul), das zusammen mit dem Rechner über 1,25 s lang eintreffende Schallereignisse analysiert, digitalisiert und deren Bitmuster abspeichert. Der Rechner ist somit in der Lage, insgesamt 32 verschiedene Ausdrücke zu lernen.

▼ **Planare Antennen in Mikrostreifenleitungstechnik** werden in der Luft- und Raumfahrt zunehmend eingesetzt. Dort kommt es auf geringe Größe und kleine Masse an. Das trifft auch auf kleine tragbare Mikrowellenempfänger und -sender und auf kleine Radareinheiten zu. Die Mikrostreifenleitung (unsymmetrische Streifenleitung) ist eine offene Struktur und kann elektromagnetische Energie abstrahlen. Ursprünglich wurde diese Abstrahlung als störend betrachtet, da dabei die Flanken von Filtercharakteristiken abgeflacht werden und da sich die Güte von Resonatorschaltungen verringert. In letzter Zeit wird dieser Effekt der Abstrahlung jedoch zunehmend auch zur Realisierung von Antennenelementen ausgenutzt. Vorteile sind sehr flacher Aufbau, geringe Größe, kleine Masse, geringe Herstellungskosten und die Möglichkeit, die Antennen zusammen mit anderen Schaltkomponenten (Zuführungsleitung, Leistungsteiler, Phasenschieber, Mischer) auf einem Substrat zu integrieren. Mit der Fotoätztechnik lassen sie sich beliebig oft und billig herstellen.

▼ Die im Bild dargestellte Schaltung aus Radio (1979) H. 5, S. 34, zur **Stummabstimmung** ist zum Anschluß an beliebige FM-Empfänger mit diskreten ZF-Verstärkern geeignet. Der Ausgang wird zwischen Demodulator und NF-Verstärker geschaltet, und der Eingang wird von T_1 verstärkt und an D_1 gleichgerichtet. Ist der Empfänger auf einen Sender eingestellt, öffnen T_2 und T_3, so daß wegen der geringen Emitter-Kollektorspannung an T_3 die Dioden D_2 und D_3 gesperrt sind und das NF-Signal nicht beeinflußt wird. Beim Abstimmen des Empfängers fehlt das Ansteuersignal. Dadurch sind T_2 und T_3 gesperrt, D_2 und D_3 aber offen (R_{12} und R_{13} begrenzen deren Flußstrom). Damit wird der NF-Pegel über den Teiler R_{14}, D_1, D_2 um 30 bis 40 dB abgesenkt, so daß sich beim Abstimmen eine Rauschunterdrückung ergibt. Mit R_9 wird

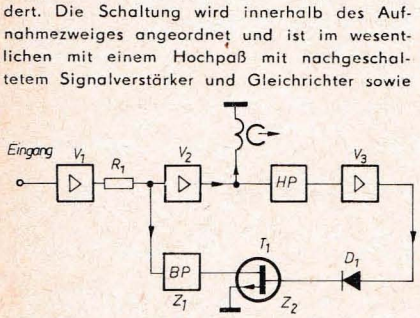


die Ansprechschwelle der Schaltung eingestellt. Sind in Empfängern Abstimmanzeigeinstrumente vorhanden, so kann der dafür vorhandene Verstärker mit Gleichrichter anstelle der Stufe T_1, D_1 benutzt werden (die Abnahme des Steuersignals ist dann direkt am Abstimminstrument möglich).

▼ Eine **Verbesserung des dynamischen Tonabnehmerprinzips** ist mit Dünnfilmspulen möglich, die unter einem Winkel von 90° auf dem mit dem Nadelträger verbundenen Spulenhalter befestigt werden und in entsprechende Magnetfelder eintauchen. Da die Spulen, im Gegensatz zu bisherigen Lösungen, ganz in das Magnetfeld eintauchen, erhält man eine höhere Ausgangsspannung (0,2 mV) vom Tonabnehmersystem. Die effektive, an der Nadelspitze wirksame Masse ist sehr gering. Sie beträgt je Spule nur 0,03 mg Als Nadelträger wird Beryllium verwendet, das im Vakuum auf ein Kupferstäbchen aufgedampft wird. Das Kupferstäbchen wird anschließend durch eine Säure entfernt, so daß ein Berylliumröhrchen (35 µm Durchmesser, 0,179 mg) übrig bleibt.

▼ **In der optischen Nachrichtentechnik** wird der als Lichtsender wirkende Laser bei der Modulation mit dem die Informationen tragenden Signal nicht von null bis zu seinem Maximalwert durchgesteuert, sondern man arbeitet mit einem Vorstrom unterhalb des Laserschwellwertes. Die Strahlung einer typischen Laserdiode liegt etwa bei 800 nm, die in das optische Lichtleitkabel eingekoppelte Spitzenleistung beträgt 850 µW (Binärpegel 1). Für logisch Null wird die in die Faser gekoppelte optische Leistung auf etwa 70 µW verringert. Die mittlere Eingangsleistung ist daher etwa 460 µW.

▼ Mit ADR (automatic distortion reduction – **automatische Verzerrungsverringerung**) wird eine Schaltung bezeichnet, die bei Spulen- und Kassettentonbandgeräten angewendet werden kann und eine Übersteuerung hoher Frequenzen bei hohen Aufnahmepegeln ohne Beschneidung des nutzbaren Dynamikumfanges verhindert. Die Schaltung wird innerhalb des Aufnahmezweiges angeordnet und ist im wesentlichen mit einem Hochpaß mit nachgeschaltetem Signalverstärker und Gleichrichter sowie



mit einem Bandpaß mit steuerbarer Abschlußimpedanz versehen. Der bei ansprechender Schaltung in Funkion tretende Spannungsteiler zwischen den Verstärkern V_1 und V_2 besteht aus dem Widerstand R_1 und der steuerbaren Abschlußimpedanz Z_2 des Bandpaßfilters Z_1 (siehe unser Bild aus Funkschau 51 (1979) H. 13, S. 757–759). Die Mittenfrequenz dieses Bandpaßfilters liegt bei etwa 15 kHz. Das Teilerverhältnis des Spannungsteilers ist demnach nicht nur frequenzabhängig, sondern auch, entsprechend dem Verstärkungsgrad des Signalverstärkers V_1 und den Eigenschaften des Hochpaßfilters, pegelabhängig. Bei Aufnahme ist der Kopfstrom des Aufnahmekopfes nicht nur von den voreingestellten Werten für die Baß- bzw. Höhenanhebung abhängig, sondern auch (im Bereich der Durchlaßfrequenz des Bandpaßfilters) vom Pegel des Aufnahmesignals. Beim Erreichen der Grenze der Höhenaussteuerbarkeit steuert der Ausgang des Hochpaßfilters V_3 an, wonach nach Gleichrichtung dieses hochfrequenten Signalgemisches bei Überschreiten der voreingestellten Schaltschwelle der Feldeffekttransistor T_1 leitend wird. Damit tritt eine Spannungsabsenkung über den Spannungsteiler ein.

▼ **Ausgezeichnete magnetische Eigenschaften** für die digitale Sättigungsaufzeichnung weisen Schichtfilme aus Kobalt auf, die über Chromschichten angeordnet werden. Damit kommt man der Forderung entgegen, zur Realisierung höherer Flußänderungsdichten bei der longitudinalen magnetischen Aufzeichnung dünnere Speichermedien mit höherer Koerzitivfeldstärke zur Verfügung zu haben, als das gegenwärtig mit Eisenoxidoberflächen möglich ist. Zur Abscheidung derartiger Schichten kann man sowohl die Elektroplattierung als auch die stromlose Abscheidung verwenden. Aufgedampfte Schichtstrukturen aus Kobalt und Chrom ergeben gute magnetische Eigenschaften bei akzeptablen Substrattemperaturen. Jedoch weisen aufgedampfte Schichten nicht die gute Haftfestigkeit wie Schichten auf, die aufgesprüht wurden. Die Herstellung der neuen Schichtstrukturen aus Kobalt und Chrom wird mit Hilfe einer Gleichstrom-Aufsprühtechnologie vorgenommen. Eine Kobaltschicht mit einer Dicke von einigen zehn Nanometern über einer Chromschicht mit einer Dicke von einigen hundert Nanometern ergibt eine Koerzitivfeldstärke von 24 000...88 000 A/m.

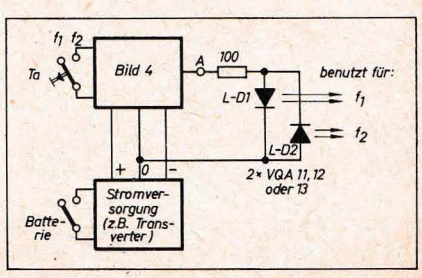
▼ **Selbstentwickelnde Fotothermoplaste** für die Punktspeicherung unterscheiden sich im Aufbau von bisherigen thermoplastischen Materialien zur optischen Aufzeichnung im Aufbau durch einen zusätzlichen, mit Kupfer dotierten Kadmiumsulfid-Fotoleiter, der zwischen transparenten Elektroden angeordnet ist. Wird die in der üblichen Weise aufgeladene Komponente belichtet, so produziert der organische Fotoleiter ein der Belichtung entsprechendes Ladungsmuster. Zur gleichen Zeit führt die Belichtung des niederohmigen CdS-Fotoleiters zu einem so hohen Fotostrom in diesem Material, daß ausreichend Wärme für die Entwicklung des Hologramms vorhanden ist. In dieser Weise läuft die Entwicklung zugleich mit der Belichtung ab und wird durch sie gesteuert. Damit ergeben sich neue Möglichkeiten beim Einsatz von Fotothermoplasten als schnelle optische Aufzeichnungsmaterialien, da der kombinierte Belichtungs- und Entwicklungsprozeß weniger als 100 µs dauert.

▼ Die Übernahme von Prinzipien der kommerziellen Technik auch in der Unterhaltungselektronik gestattet die Ausnutzung ihrer Vorteile und die Verbesserung von Funktionsabläufen. Ein Beispiel dafür ist die **Wärmeröhre** (heat pipe) zur Kühlung von Bauelementen und Baugruppen, die aus der Satellitentechnik übernommen worden ist. Die Wärmeröhre ist ein vollständig geschlossenes Rohr mit dem gesättigten Dampf einer Arbeitsflüssigkeit (Wasser), der sich unter verringertem Druck befindet. Die inneren Wandungen des Rohres sind mit einem metallischen Maschengewebe versehen, das den Dampf nach Abkühlung durch Kapillarkräfte wieder an den Ort der Verdampfung zurückführen soll. Auf diese Weise entsteht eine Dampfströmung zwischen einem Verdampfungsteil, dem die Wärme zugeführt wird, und einem Kondensationsteil, der die Wärme abführt. Zwischen beiden Teilen fließt über Kapillarkräfte die kondensierte Flüssigkeit zurück. Durch die guten Wärmeleitungseigenschaften dieses Kühlelements kann die an einem Ort entstehende Wärme (z. B. Endtransistoren eines Verstärkers) zu den Kühlblechen geführt werden, die sich konstruktiv an einer ganz anderen Stelle befinden. Auf diese Weise lassen sich die Kühlrippen der Kühlelemente am günstigsten Punkt innerhalb eines Gerätes anordnen. Für die Verstärkerkonstruktion ergeben sich dabei völlig neue Möglichkeiten, denn während man die Kühlkörper der Leistungstransistoren meist als Konstruktionsausgangspunkt ansieht und den restlichen Verstärker sozusagen „drumherum" aufbaut, können durch die Wärmeröhre die Bauelemente des Verstärkers nach dem Gesichtspunkt des Signalflusses angeordnet werden. Auf diese Weise lassen sich ohne große Schwierigkeiten bis zu fünf Leistungstransistoren, zu einem Block montiert, an der Röhre befestigen.

▼ Von der sowjetischen Meßgeräteindustrie wird mit der Bezeichnung C1 – 92 ein neuer, universeller **Zweistrahloszillograf mit Rechteckplanschirm** angeboten. Die Amplitude der Eingangssignale kann 15 mV...200 V betragen, die Zeitbasis reicht von 20 ns...0,5 s. Die Y-Bandbreite beträgt 0...100 MHz. Mit diesem Oszillografen können zwei Signale in unterschiedlichen Zeitmaßstäben oder auch gleichzeitig zwei Signale mit der Grundablenkung betrachtet werden, wobei im zweiten Fall ein beliebiger Signalteil mit verzögerter Ablenkung vergrößert dargestellt werden kann. Weiterhin sind die Generierung von Helligkeitsmarken sowie ein Zeitbasis- und Amplitudenkalibrator vorgesehen.

▼ Mit **Quasi-Paralleltonverfahren** wird ein neues Verfahren zum störungsfreien Fernsehtonempfang bezeichnet, das die Vorteile des Intercarrierverfahrens und des Paralleltonverfahrens weitgehend vereint und zugleich deren Nachteile vermeidet. Dabei wird im Prinzip die Mischung der beiden Träger (Bild- und Tonträger) und die sich daraus ergebende zweite Ton-ZF von 5,5 MHz beibehalten. Beide Träger werden nun vor der Selektion durch ein Oberflächenwellenfilter mit gleichen Amplituden abgenommen und in einem zweiten Verstärker mit Spitzenwertregelung verarbeitet. Dieser Verstärker darf nicht als Begrenzer wirken, da sonst der schwächere Träger unterdrückt würde. Durch die gleichwertige Verarbeitung beider Trägersignale erscheint die 33,4-MHz-Ton-ZF gegenüber den normalen Intercarrierverfahren um 20 dB angehoben. Die in der Mischstufe entstehende 5,5-MHz-Ton-ZF ist also im Vergleich zu den Quadraturverzerrungen um 20 dB höher. Durch den Wegfall der Nyquistflanke im Parallelverstärker erfolgt auch die Trägeraufbereitung optimal. Dieses Verfahren läßt sich mit geeigneten integrierten Schaltungen realisieren.

▼ **Berichtigung:** Für Heft 12 (1979) müssen wir leider eine Berichtigung zu den Bildern auf den Seiten 759 und 799 bringen. Das Bild 10 auf Seite 759 ist falsch, hier gehört das auf Seite 799 abgedruckte Bild 6 hin. Die folgende Zeichnung ist das richtige Bild 6 für Seite 799.



Leserpost

Betr.: rfe-Nachrichten 28 (1979) H. 11, S. 685

Beim Durcharbeiten Ihres Heftes 11 (1979) fiel uns der Artikel über die „High-speed-C²MOS-Technologie", Seite 685, auf. Unserer Meinung nach bedeutet „C²" nicht „charge coupled", sondern „clocked complementary MOS". Damit würde der Artikel verständlich, denn CCD kann man nicht mit Gattern vergleichen (und schon gar nicht mit TTL). Bei CCD würde man auch nicht vom Kanal, sondern nur von einer Raumladungszone sprechen.

F. L. und S. B., Dresden

Wir bedauern diesen Übersetzungsfehler sehr. Ursache ist die in letzter Zeit überhandnehmende Exponentialschreibweise von Abkürzungen in der ausländischen Fachliteratur, die noch nicht sehr geläufig ist.

Der Kurzbeitrag beschreibt die Isoplanar-C-CMOS-Technologie, bei der zur Erhöhung der Leistungsfähigkeit der CMOS-Logikfamilie die Oxydations-Isolationstechnik mit der Silicon-Gate-Technik lokal kombiniert wird. Dadurch wird der Flächenbedarf um etwa 35 % reduziert und die Arbeitsgeschwindigkeit erhöht. Die C²MOS-Technik ist eine japanische Weiterentwicklung der CMOS-Technik bei der Realisierung statischer Speicher auf dem Gebiet der Größtintegration (VLSI). Man spricht von komplementärer MOS-Technik (CMOS oder COSMOS), wenn auf demselben Halbleiterchip sowohl n- als auch p-Kanal-Transistoren vorhanden sind. Derartige CMOS-Schaltkreise zeichnen sich bekanntlich durch eine Reihe von Vorteilen gegenüber MOS-Standard-IS aus:

- *ideale Low- und High-Pegel*
- *höhere Arbeitsgeschwindigkeit*
- *sehr geringe Verlustleistungen*
- *minimale Betriebsspannung*
- *gute Störungsunempfindlichkeit.*

C²MOS ist die Bezeichnung für die getaktete CMOS-Entwicklung (clocked complementary MOS). Dieses Verfahren unterscheidet sich vom Standard-CMOS-Verfahren dadurch, daß es statisch ist bezüglich der Zurückhaltung des Zelleninhaltes und dynamisch, weil die peripheren Schaltkreise während jeder Übergangszeit getaktet werden.

Besonders bei sehr hohen Integrationsgraden ist diese japanische Entwicklung mit ihrem sehr niedrigen Energieverbrauch (in der Größenordnung von Nanowatt) und einer großen statischen Leistung (2...3 ns Verzögerung) sehr gut geeignet.

Nach der Herstellung eines 4-K-Bit-RAM sollen auf der gleichgroßen Chipfläche 8 192 bit (8 K) realisiert werden. Mit Linienbreiten von 2...3 µm scheint auch das 16-K-Niveau erreichbar. Das getaktete CMOS-Verfahren soll ebenfalls für Mikroprozessoren angewandt werden.

Literatur

Altman, L.; Cohen, Ch. L.: The Gathering Wave of Japanese Technology. Electronics 50 (1977) H. 12, S. 99–122

*

Noch einmal zum Bildungsgesetz der internationalen E-Reihe [rfe 28 (1979) H. 7, S. 414]

Die Angaben in der Leserzuschrift nach Heft 7 sind nicht korrekt, es handelt sich nicht um eine geometrische Reihe. Das Bildungsgesetz ist eine wachsende geometrische Progression (Folge von Zahlen $a_1, a_2, \ldots, a_n$) der Form

$$a_n = a_0 \, b^{(n-1)}$$

mit

$$b = \sqrt[c]{10}$$

Für alle Reihen gemeinsam ist

$$a_0 = 1$$

und

$$n = 1, 2, \ldots, c$$

festgelegt. Die Ziffernbezeichnung der einzelnen Reihen ist identisch mit dem Zahlenwert c.

Beispiel:

Reihe E6: $a_0 = 1$, $c = 6$, $n = 1, 2, \ldots, 6$

$$a_1 = (\sqrt[6]{10})^{(1-1)} = 1 \quad = 1$$
$$a_2 = (\sqrt[6]{10})^{(2-1)} = \sqrt[6]{10} \quad \approx 1{,}5$$
$$a_3 = (\sqrt[6]{10})^{(3-1)} = \sqrt[3]{10} \quad \approx 2{,}2$$
$$a_4 = (\sqrt[6]{10})^{(4-1)} = \sqrt{10} \quad \approx 3{,}3$$
$$a_5 = (\sqrt[6]{10})^{(5-1)} = (\sqrt[3]{10})^2 \approx 4{,}7$$
$$a_6 = (\sqrt[6]{10})^{(6-1)} = (\sqrt[6]{10})^5 \approx 6{,}8$$

Die Zahlenwerte entstehen durch Rundung unter Beachtung der toleranzmäßigen Überdeckung, woraus sich die Möglichkeit ausschußfreier Produktion ergibt.

G. G., Karl-Marx-Stadt

*

Kennen Sie den Kode für die maximale Betriebsspannung auf den Keramikkondensatoren unserer Industrie?

N. Z., Meißen

Ja. Er lautet:

Gleichspannung		*Nennwechselspannung*	
a	*50 V*	*u*	*250 V*
b	*125 V*	*v*	*350 V*
c	*160 V*	*w*	*500 V*
d	*250 V*	*Toleranzen*	
e	*350 V*	*(der Kapazität)*	
f	*700 V*	*C*	*±0,25 %*
g	*750 V*	*D*	*±0,5 %*
h	*1 000 V*	*F*	*±1 %*
i	*630 V*	*G*	*±2 %*
m	*10 V*	*J*	*±5 %*
t	*63 V*	*K*	*±10 %*
		M	*±20 %*
		S	*+50/−20 %*
		W	*+80/−20 %*
		Z	*+100/−20 %*

radio fernsehen elektronik

Verlag
VEB Verlag Technik
DDR - 102 Berlin, Oranienburger Str. 13/14
Telegrammadresse: Technikverlag Berlin
Telefon: 2 87 00; Telex: 011 2228 techn dd

Verlagsleiter
Dipl. oec. Herbert Sandig

Redaktion
Dipl.-Ing. Wolfgang E. Schlegel
Verantwortlicher Redakteur (Tel. 2 87 03 33),
Redakteure: Adelheid Blodszun (Tel. 2 87 03 52),
Dipl.-Ing. Brigitte Kasper (Tel. 2 87 03 38),
Ing. Monika Tank (Tel. 2 87 03 49)

Redaktionsbeirat
Dr.-Ing. K.-H. Arnold, Dipl.-Ing. H. Bergmann
Ing. E. Bottke, Dipl.-Ing. K. Eckert, Dr. sc. techn. H. Erler, Prof. Dr. sc. nat. H.-J. Fischer, Dipl.-Ing. D. Henkel, Ing. H. Kühne, Dr. W. Rohde, Dipl. oec. P. Schäffer, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Dipl.-Ing. E. Schoppnies, H. Ziegler

Lizenznummer 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik

AN(EDV) 67 816

Erscheinungsweise: monatlich

Heftpreis 3,80 M. Abonnementspreis 3,80 M

Auslandspreise sind den Zeitschriftenkatalogen des Außenhandelsbetriebes BUCHEXPORT zu entnehmen

Gesamtherstellung
Tribüne Druckerei Leipzig III 18 36

Anzeigenannahme
DDR-Anzeigen: DEWAG Berlin
1026 Berlin, Rosenthaler Str. 28–31 (Telefon 2 36 27 76) und alle DEWAG-Zweigstellen.
Anzeigenpreisliste Nr. 6
Auslandsanzeigen: Interwerbung GmbH
DDR - 1157 Berlin, Hermann-Duncker-Str. 89

Erfüllungsort und Gerichtsstand Berlin-Mitte

Der Verlag behält sich alle Rechte an den von ihm veröffentlichten Aufsätzen und Bildern, auch das der Übersetzung in fremde Sprachen, vor. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Bezugsmöglichkeiten

DDR: Sämtliche Postämter; örtlicher Buchhandel; VEB Verlag Technik

UdSSR: Gebiets- und Städtische Abteilungen von Sojuzpečat und Postämter

SVR Albanien: Spedicioni Shtypit te Jashtem, Tirane

VR Bulgarien: Direkzia R.E.P., 11a Rue Paris, Sofia

VR Polen: ARS POLONA, Krakowskie Przedmieście 7, 00-068 Warszawa

SR Rumänien: Directia Generala a Postei si Difuzarii Presei, Palatul Administrativ, Bucuresti

ČSSR: PNS Vinohradská 46, 120 43 Praha 2; PNS, Gottwaldovo nám. 48, 884 19 Bratislava

Ungarische VR: P. K. H. I., P. O. B. 16, 1426 Budapest

Republik Kuba: Instituto Cubano del Libro, Centro de Exposición, Belascoain 864, La Habana

VR China: China National Publications Import Corporation, P. O. Box 88, Peking

SR Vietnam: XUNHASABA, 32, Hai Ba Trung, Hanoi

Koreanische DVR: CHULPANMUL Korea Publications Export & Import Corporation, Pyongyang

SFR Jugoslawien: Jugoslovenska Knjiga, Terazije 27, Beograd: Izdavačko Knjižarsko Produzeće MLADOST, Ilica 30, Zagreb

BRD und Westberlin: ESKABE Kommissions-Grossobuchhandlung, Postfach 36, 8222 Ruhpolding Obb.; Gebrüder Petermann, BUCH + ZEITUNG INTERNATIONAL, Kurfürstenstr. 111, Berlin (West) 30; Helios Literatur-Vertriebs-GmbH, Eichborndamm 141–167, Berlin (West) 52 sowie weitere Grossisten und VEB Verlag Technik, DDR - 102 Berlin, Postfach 293

Österreich: Globus Buchvertrieb, Höchstädtplatz 3, 1200 Wien

Schweiz: Genossenschaft Literaturvertrieb, Cramerstr. 2, 8004 Zürich

Alle anderen Länder: örtlicher Buchhandel; BUCHEXPORT Volkseigener Außenhandelsbetrieb der Deutschen Demokratischen Republik, DDR - 701 Leipzig, Postfach 160; VEB Verlag Technik, DDR - 102 Berlin, Postfach 293

radio fernsehen
elektronik

VEB VERLAG TECHNIK, BERLIN · TRÄGER DES ORDENS BANNER DER ARBEIT · 29. JAHRGANG · MÄRZHEFT 3·1980

Integrierte Thyristoransteuerschaltung U 706 D

Dr.-Ing. GÜNTER GRAICHEN und
Dipl.-Ing. DIETER NIKSCH

Mitteilung aus dem VEB Funkwerk Erfurt

Die integrierte Thyristoransteuerschaltung U 706 D wurde an der Technischen Hochschule Karl-Marx-Stadt in intersektioneller Zusammenarbeit unter Einbeziehung der Anwenderindustrie im Auftrag des VEB Elektroprojekt und Anlagenbau Berlin konzipiert. Auf der Grundlage gemeinsam mit dem VEB Funkwerk Erfurt erstellter Marktaufbereitungsmuster erfolgte nach erfolgreicher Erprobung die Erarbeitung eines Systems von Ansteuergeräten für die Leistungselektronik. Der Anwendungsbereich dieser IS erstreckt sich von einfachsten Anwendungsfällen in der Konsumgüterelektronik bis hin zu hochwertigen industriellen Steuerungen. Gegenüber gegenwärtig weltstandsbestimmenden Schaltkreisen für die Leistungselektronik beinhaltet die U 706 D einen neuartigen Lösungsweg. In einigen ausgewählten Anwendungsfällen sind weltstandsbestimmende Lösungen zu erwarten. In diesem Beitrag soll die Schaltung vorgestellt werden, weitere Veröffentlichungen zur Applikation sind vorgesehen.

Die Ansteuerschaltung U 706 D ist eine monolithisch integrierte MSI-Schaltung in p-Kanal-MOS-Hochvolttechnik im 24poligen DIL-Plastgehäuse. Jeder Eingang des asynchron arbeitenden Digitalschaltkreises ist mit integrierten Gateschutzdioden versehen.

Die IS enthält die Funktionseinheiten:

- Logik der Synchronisation
- Eingangsteil mit Triggerverhalten für das Steuersignal zur Festlegung des Zündzeitpunktes
- Zündpulsbildung
- Zündpulszuordnung mit Kanalumschaltung
- Impulsmischstelle
- Impulssperre mit spezieller Sperrsignalsteuerung
- Umkehrsteuerung zur Zuordnung der Zündpulse zu den Ausgängen
- Ausgangstreiberstufen

für eine Steuerung leistungselektronischer Einrichtungen durch Phasenanschnitt, Pulsbetrieb, Schaltbetrieb oder Schwingungsblocksteuerung nach dem Nullspannungs- bzw. Nullstromverfahren.

Bild 1 zeigt das vereinfachte Blockschaltbild.

Mit der U 706 D werden der Aufwand an Bauelementen sowie der Platzbedarf für eine Thyristorsteuerung bei hoher Störsicherheit auf ein Minimum herabgesetzt. Die zahlreichen Anschlüsse zu inneren Schaltungspunkten vergrößern die Vielseitigkeit ihrer Anwendungsmöglichkeiten erheblich.

Bild 2 zeigt die Anschlußbelegung der U 706 D. Die wichtigsten Merkmale des Ansteuerschaltkreises sind:

- verwendbar zum Aufbau von hochwertigen Ansteuergeräten ein- und mehrphasiger Stromrichter mit beliebiger Pulszahl
- Möglichkeit der Synchronisation wahlweise nach den üblichen Prinzipien bzw.

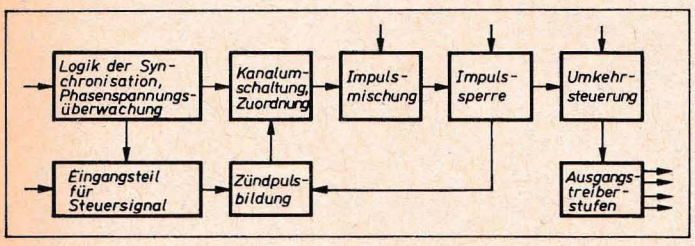


Bild 1: Funktionseinheiten der U 706 D

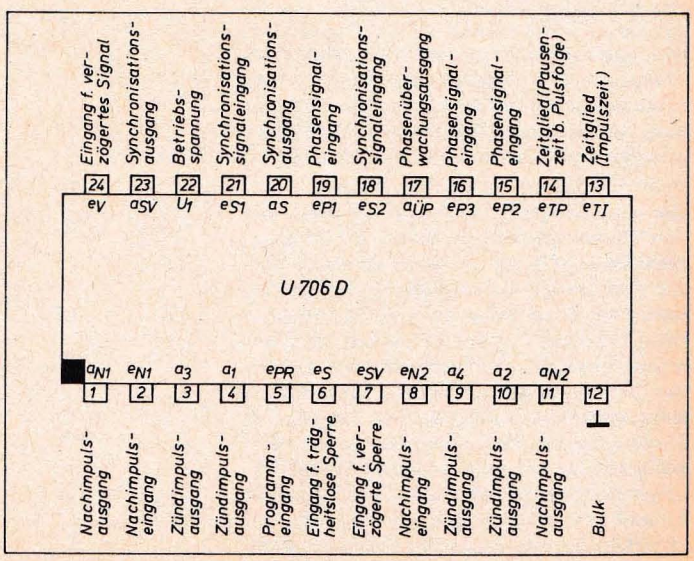


Bild 2: Anschlußbelegung ▶

mit einkanaligem Filter bei Mehrphasenanordnungen
- Möglichkeit der Anpassung der internen Logik der Synchronisation an die äußere Schaltung durch Programmierung
- Vorhandensein einer internen Logik zur Phasenüberwachung
- Zündzeitpunkt zwischen $> 0°$ el und $< 180°$ el einstellbar
- Art und Parameter der Ausgangsimpulse frei wählbar
- wahlweise verzögerte oder unverzögerte Sperre der Ausgangsimpulse
- interne Logik sichert richtige Impulsausgabe beim Aufheben der Sperre gemäß der Funktionsweise des Stromrichters
- spezielle interne Sperrsignalsteuerung ermöglicht Realisierung extrem schneller kreisstromfreier Schaltungen
- Vorhandensein von Eingängen und Ausgängen für eine Nachimpulsverschaltung bzw. zur Formung von Langimpulsen
- programmierbare Impulsausgabe für Mehrfachsteuerungen
- getrennte Zündimpulsausgänge für positive und negative Halbwelle der Synchronisationsspannung
- Anpaßbarkeit an analog bzw. digital wirkende Regelkreise sowie an einfache Zweipunktregelungen.

Logische Schaltung

Die logische Schaltung der asynchron arbeitenden speziellen Digitalschaltung U 706 D für Thyristorsteuerungen enthält 33 Gatterfunktionen, 25 Inverter, sechs RS-Flip-Flops, zwei getaktete RS-Flip-Flops und acht Treibertransistoren. Der Umfang der logischen Struktur macht eine zweckmäßige Aufspaltung in wichtige Funktionsblöcke und deren separate Beschreibung unumgänglich. Nachfolgend wird deshalb die logische Struktur der IS U 706 D in die Hauptteile

- Synchronisation
- Impulserzeugung
- Impulsausgabe

unterteilt. Dabei läßt sich eine verbleibende Wechselwirkung zwischen den Hauptteilen wegen der Komplexität des Schaltkreises nicht vermeiden. Bild 3 zeigt die logische Schaltung der U 706 D, die genannten Hauptteile sind deutlich hervorgehoben.

Synchronisation

Die Logik der Synchronisation ermöglicht wahlweise die Anwendung üblicher Synchronisationsprinzipien bzw. die Nutzung eines einkanaligen Filters bei Mehrphasenanordnungen. Letztgenannten Betriebsfall zeigt Bild 4a.

Die Phasensignale e_{P1}, e_{P2}, e_{P3} sind aus den Phasenspannungen eines Dreiphasensystems abgeleitet. An die Symmetrie und die Phasenlage dieser Signale werden Anforderungen gestellt, die sich bei Anwendung üblicher toleranzbehafteter Bauelemente ohne Abgleichmaßnahmen, z. B. in der Filtereinrichtung für die Synchronisationswechselspannung, erfüllen lassen. Die Zuordnung der Phasensignale zu den Eingängen e_{P1}, e_{P2}, e_{P3} der drei U 706 D in einer dreiphasigen Ansteuereinrichtung für Stromrichter ergibt die Zuordnung der Schaltkreise zu einer bestimmten Phase der

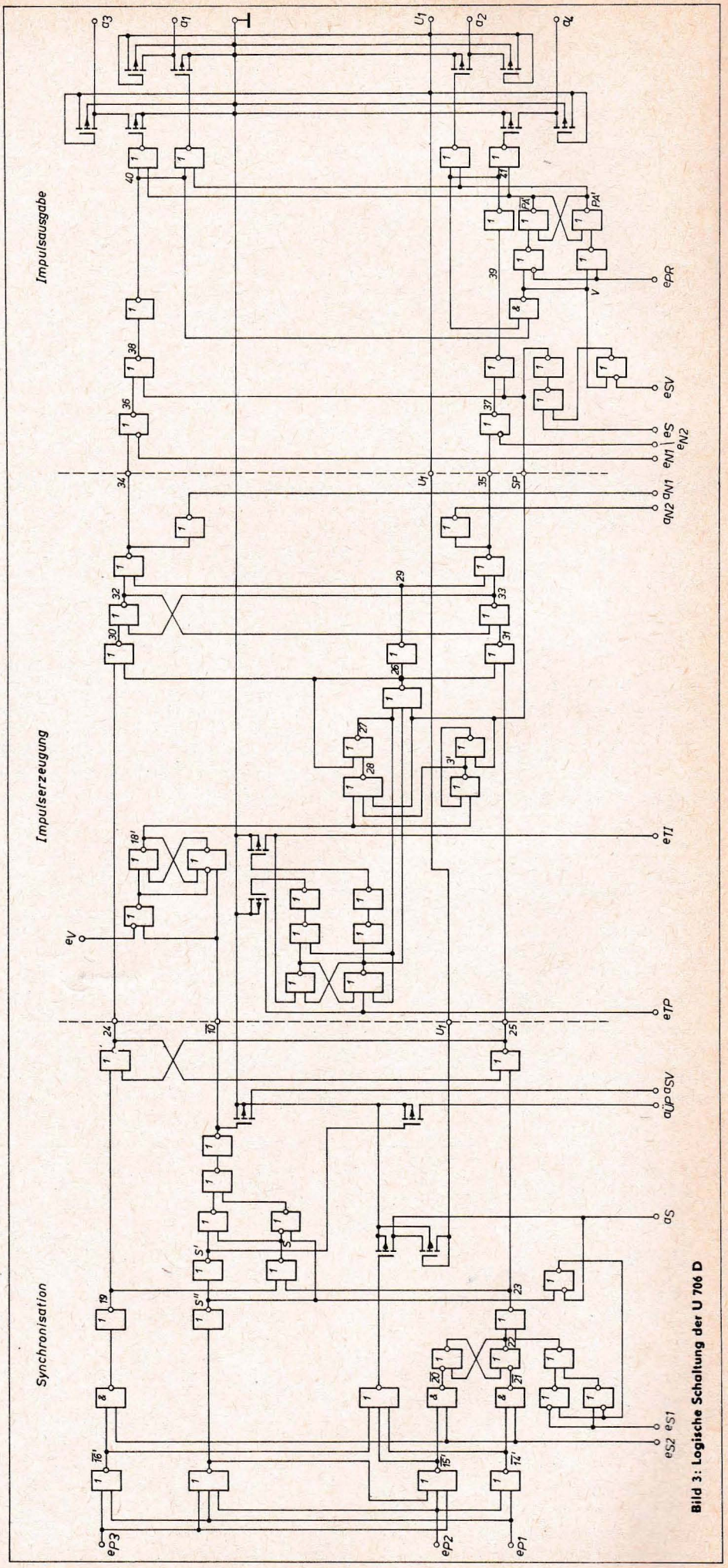


Bild 3: Logische Schaltung der U 706 D

Netzspannung. Die Phasensignale werden im Schaltkreis zu einer näherungsweise symmetrischen Folge a_S mit dreifacher Netzfrequenz verknüpft. Die Ausführung der Ausgangsstufe a_S ermöglicht die Parallelschaltung mehrerer Ausgänge verschiedener Schaltkreise einer Ansteuereinrichtung. Die Signalfolge a_S wird üblicherweise zur Ansteuerung eines einkanaligen Filters genutzt.

Aus den Phasensignalen werden außerdem die inneren logischen Pegel S′ und S″ abgeleitet; im konkreten Fall sind S′ = H und S″ = L. Infolgedessen stellen sich in der Logik die festen Signalzuordnungen S = 10 = a_{SV} und e_{S1} = 23 bei 22 = H ein. Wegen S″ = L wird außerdem die innere Weiterverarbeitung der Signalfolge a_S blokkiert.

Der Anschluß $a_{\ddot{U}P}$ führt bei ordnungsgemäßem Anliegen der Phasensignale ständig L-Potential, d. h., der Treibertransistor ist gesperrt. Dieser Ausgang kann zur Überwachung der Phasensignale und damit der Phasenspannungen genutzt werden.

Als einkanaliges Filter kommen in hochwertigen Anordnungen vorzugsweise PLL-Strukturen in Betracht, die sich unter anderem mit Hilfe des integrierten Stereodekoders A 290 D realisieren lassen. Solche Anordnungen arbeiten üblicherweise mit einer Phasendrehung von 90° el, was einer Schwenkung gegenüber der Netzphasenlage von 30° el gleichkommt, und ermöglichen die Synchronisation beispielsweise eines netzgelöschten dreiphasigen Gleichrichters auf den Mittelwert aller drei Netzphasenspannungen. Das entspricht einer optimalen Synchronisation des Stromrichters. Bei jedem Umschalten der Ausgangsfolge des einkanaligen Filters wird dort ein Impuls erzeugt, woraus die Pulsfolgen e_{S1} und e_{S2}, die je nach Güte des einkanaligen Filters äquidistant sind, gebildet werden. Diese Folgen werden in der Logik der Synchronisation nach dem sogenannten Koinzidenzverfahren weiterverarbeitet.

Typisch für dieses Verfahren ist, daß die logischen Kanäle, die die Synchronisierimpulse e_{S1}, e_{S2} passieren lassen, nur für eine von den Phasensignalen e_{P1}, e_{P2} und e_{P3} und dem Signal e_{S2} gesteuerte Zeit geöffnet sind und nur die jeweils richtigen Synchronisierimpulse an die inneren Leitungen 19 bzw. 23 gelangen lassen. Auf diese Weise wird eine sehr hohe Störsicherheit erreicht, da Störungen an e_{S1}, e_{S2} nur in einem vergleichsweise geringen und dann relativ unkritischen Zeitintervall überhaupt auf den Schaltkreis wirken können.

Die kurzzeitigen L-Signale an den Leitungen 19 bzw. 23 werden zu dem internen Signal S verknüpft und stehen am Ausgang a_{SV}, der sich auch zur Steuerung eines RC-Gliedes zur Erzeugung einer sägezahnförmigen Vergleichsspannung für analog wirkende Verzögerer eignet, zur weiteren Verarbeitung zur Verfügung. Das Signal $\overline{10}$ greift in die Ansteuereinrichtung für den Impulsformer in der Logik der Impulserzeugung ein. Die Signale 19 und 23 steuern das interne RS-Flip-Flop mit den Ausgängen 24 und 25. Dieses Flip-Flop ist in seiner Schaltstellung repräsentativ für die Halbwellen der zugeordneten Phasen. Die Signale 24, 25 sind Vorbereitungssignale für ein getaktetes RS-Flip-Flop in der Kanalumschaltung, die sich ebenfalls in der Logik der Impulserzeugung befindet.

Das Impulsverhalten nach Bild 4b entspricht dem nach Bild 4a. Wesentlich ist die Störung des Phasensignales e_{P1}, was zu den dargestellten Unregelmäßigkeiten bei den internen Signalen führt. Zu erkennen ist das Umschalten des Anschlusses $a_{\ddot{U}P}$ der Phasenüberwachung auf H-Potential, was zur sofortigen Sperre der Impulsausgabe des Schaltkreises über eine geeignete externe Verschaltung genutzt werden kann. Das Impulsverhalten zeigt die mit der Netzfrequenz periodische Wiederkehr von H-Potential an $a_{\ddot{U}P}$, was ein externes Halten dieses Zustandes über wenigstens eine Netzperiode erforderlich macht. Die Ausgänge $a_{\ddot{U}P}$ mehrerer Schaltkreise in einer mehrphasigen Ansteuereinrichtung können parallelgeschaltet werden, wodurch ein hoher Strom für die Ansteuerung der Abschalteinrichtung zur Verfügung steht. Zur Realisierung der externen Halteschaltung für das Abschaltsignal bieten sich einfache Zeitglieder mit MOS-Standard-IS an [1].

Bei der Anwendung konventioneller Synchronisationsprinzipien, beispielsweise in einphasigen Ansteuereinrichtungen, führen die Eingänge e_{P1}, e_{P2}, e_{P3} für die Phasensignale gemäß Bild 4c ständig H-Potential. Man erkennt, daß der Ausgang a_S jetzt ständig L-Potential führt. Der Ausgang $a_{\ddot{U}P}$, an dem konstant H-Potential ansteht, ist für die weitere Funktion eines derartig betriebenen Schaltkreises U 706 D praktisch ohne Bedeutung. Die internen Potentiale S′ und S″ führen gegenüber der Synchronisation nach dem Koinzidenzverfahren mit einkanaligem Filter entgegengesetzte logische Pegel, d. h., daß S′ = L und S″ = H gilt. In der Synchronisationslogik stellen sich infolgedessen die festen Zuordnungen e_{S2} = 19 und $e_{S1} = \overline{23}$ ein, wobei 22 = H nach dem ersten L-Signal an e_{S2} erhalten bleibt. Der Synchronisierimpuls entsteht bei e_{S1} = L und e_{S2} = H bzw. 19 = 23 = H, was S = L bedeutet. Infolge S′ = L und S″ = H gilt die feste Zuordnung $S = \overline{10} = \overline{a_{SV}}$. Der Ausgang a_{SV} kann zur Ansteuerung eines RC-Gliedes zur Erzeugung einer sägezahnförmigen Vergleichsspannung für analog wirkende Verzögerer genutzt werden. Das Signal $\overline{10}$ greift in die noch zu erläuternde Logik für die Impulserzeugung ein. Die Signale 19 und 23 steuern das interne RS-Flip-

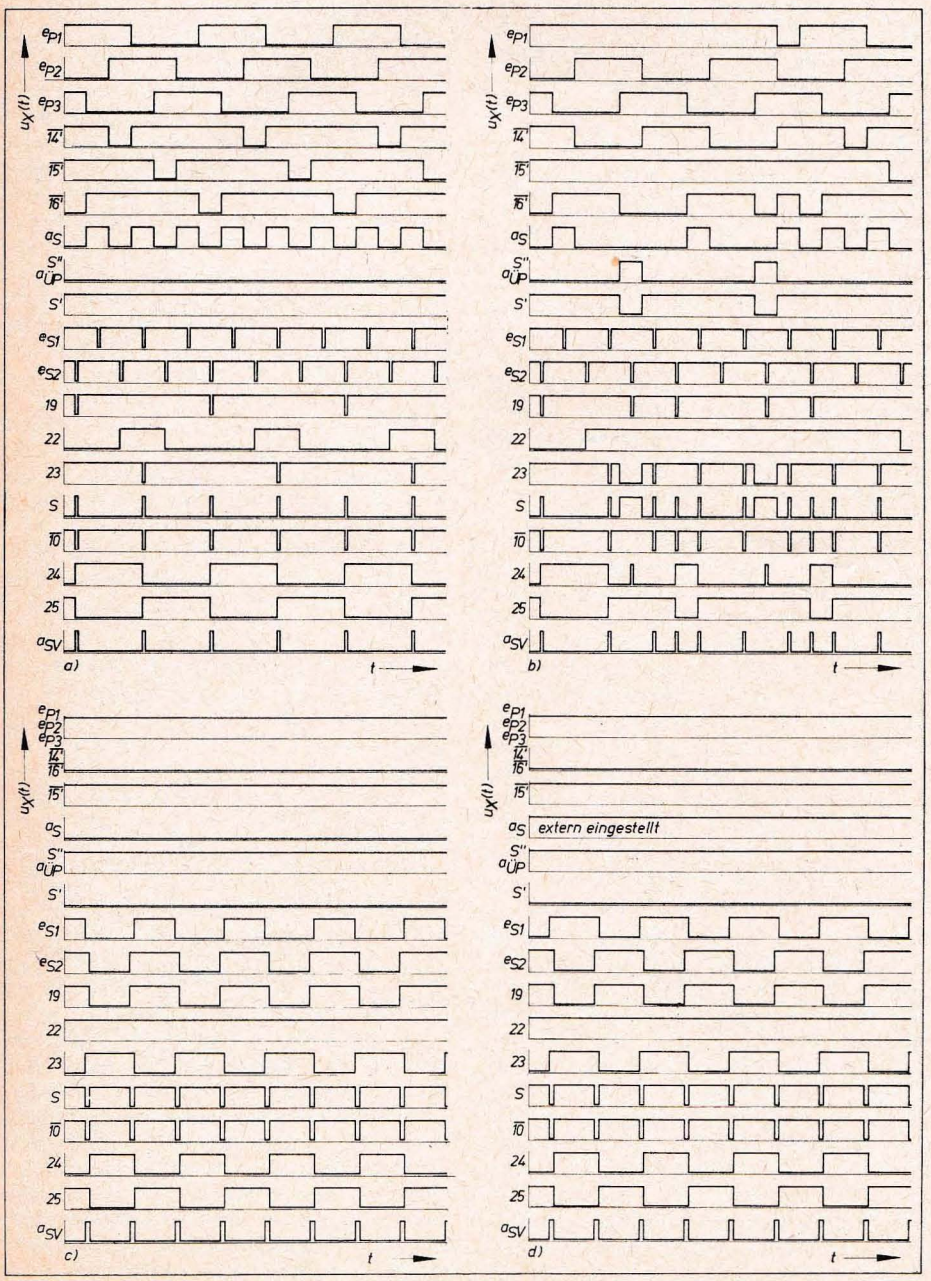


Bild 4: Impulsverhalten der Logik der Synchronisation für ausgewählte Betriebsfälle

Flop mit den Ausgängen 24 und 25; diese Signale greifen ebenfalls in die Logik der Impulserzeugung ein.

Während entsprechend der im Bild 4c dargestellten Betriebsweise des Ansteuerschaltkreises U 706 D immer dann ein Synchronisierimpuls gebildet wird, wenn $e_{S1} = L$ und $e_{S2} = H$ sind, erfolgt die Bildung des Synchronisierimpulses bei der Betriebsweise nach Bild 4d bei $e_{S1} = e_{S2} = H$. Diese Veränderung wird erreicht, indem am Anschluß a_S extern H-Potential eingestellt wird, was für den Schaltkreis wegen der speziellen internen Gestaltung dieses Anschlusses zulässig ist und zur festen Einstellung der internen Zuordnung $e_{S1} = 23$ führt. Sonst ist die Betriebsweise nach Bild 4c identisch.

Impulserzeugung

Die Impulserzeugungsschaltung ist der zweite Teil der im Bild 3 dargestellten Schaltung. Das dazugehörige Impulsverhalten nach Bild 5 geht von einer zeitlichen Zuordnung der Signale $\overline{10}$ bzw. 24, 25 aus, die der Synchronisation nach dem Koinzidenzverfahren mit einkanaligem Filter entspricht (s. Bild 4a). Im Fall der konventionellen Synchronisation entsprechend den mit a_S programmierbaren Betriebsweisen (Bilder 4c und 4d) stellen sich identische Verhältnisse ein, so daß eine Unterscheidung bei der weiteren Erläuterung des Schaltkreises nicht mehr erforderlich ist.

Die Auslösung des Zündimpulses erfolgt am Eingang e_Y der IS U 706 D mit dem Umschalten von H- auf L-Potential. Dieser Eingang ist so ausgebildet, daß sich im nichtbeschalteten Zustand stets H-Potential einstellt. Befindet sich an der internen Leitung $\overline{10}$ H-Pegel, was stets der Fall ist, wenn kein Synchronisierimpuls an a_{SY} ausgegeben wird, so stellt sich die feste Zuordnung $e_Y = \overline{18'}$ ein, wobei die gewählte Schaltung infolge des RS-Flip-Flops ein gewisses Triggerverhalten besitzt. Das ermöglicht die Ansteuerung von e_Y auch mit Signalen, die sich zeitlich langsam ändern, z. B. auch mit einem von a_{SY} synchronisierten sägezahnförmigen Spannungsverlauf. Befindet sich an der internen Leitung $\overline{10}$ L-Pegel, was für die Dauer des Synchronisierimpulses stets der Fall ist, so stellt sich unabhängig von e_Y $18' = L$ ein. Dadurch wird die Auslösung eines Zündimpulses, die beim Umschalten von 18' von L nach H erfolgt, für die Dauer des Synchronisierimpulses unmöglich. Die Zündpulsauslösung erfolgt jedoch bei $e_Y = L$ sofort mit der Beendigung des Synchronisierimpulses, was für den Betrieb des Schaltkreises nach dem Nullspannungsverfahren wichtig ist. In allen anderen Betriebsfällen ist während der Dauer des Synchronisiersignals $\overline{10} = L$ der Auslösepegel für den Zündimpuls ($e_Y = L$) zurückzuschalten, also $e_Y = H$ extern einzustellen. Diese erläuterte Steuerung des internen Auslösesignals 18' für den Zündimpuls durch das äußere Auslösesignal am Eingang e_Y und den Synchronisierimpuls $\overline{10}$ entspricht einer stromrichtergemäß richtigen Steuerung der Zündimpulsauslösung.

Für die weitere Erläuterung sei für den internen Signalpegel ständig $SP = H$ vorausgesetzt. Dies hat an der internen Leitung 3' ebenfalls ständig H-Potential zur Folge.

Im Ruhezustand befindet sich 18' auf L-Pegel. Da sich infolge der Annahme $SP = H$ die Zuordnung $28 = \overline{18'}$ fest einstellt, gilt $28 = H$. Dies hat $26 = H$ und $27 = L$ zur Folge. Die Treibertransistoren an den Anschlüssen e_{TI} und e_{TP} sind leitend, was für die Stelleingänge des RS-Flip-Flops H-Potential bedeutet. Mit L an 27 wird das von e_{TI} und e_{TP} gesteuerte RS-Flip-Flop so voreingestellt, daß die vom Ausgang des RS-Flip-Flops in das Dreifach-NOR mit dem Ausgang 26 führende Leitung H-Potential führt.

Soll als Zündimpuls ein Monoimpuls ausgelöst werden, so ist $e_{TP} = H$ extern fest einzustellen (Kurzschluß des Treibertransistors durch Verbindung von e_{TP} mit dem Masseanschluß der IS). Der Anschluß e_{TI} wird zweckmäßigerweise mit einem RC-Glied in der Art beschaltet, daß sich der Kondensator parallel zum Treibertransistor befindet und der Widerstand zwischen e_{TI} und eine negative Spannung geschaltet wird. Im Ruhezustand ist ein derartig angeordneter Kondensator entladen. Schaltet das interne Auslösesignal $\overline{18'}$ auf H-Pegel um, so wird $28 = L$ und damit $27 = H$. Dies hat $26 = L$ zur Folge; außerdem wird der Treibertransistor an e_{TI} gesperrt, was die Aufladung des extern angeschlossenen Kondensators ermöglicht. Wird infolge dieser Aufladung an e_{TI} L-Pegel erkannt, schaltet das RS-Flip-Flop um, und der Zündimpuls wird beendet, indem 26 wieder auf H umschaltet. Gleichzeitig mit dem Umschalten des Flip-Flops wird der Treibertransistor an e_{TI} leitend und der externe Kondensator entladen, was einer sehr raschen Wiederbereitschaftsstellung des Impulsformers entspricht.

Während der Dauer des Zündimpulses befindet sich L-Pegel an 26. Die Rückführung von 26 nach 27 gewährleistet, daß auch bei nur kurzzeitig anliegendem Auslösesignal stets ein voll ausgebildeter Zündimpuls entsteht. Im dynamischen Betrieb des Schaltkreises ist demzufolge darauf zu achten, daß die Auslösung eines weiteren Impulses erst dann erfolgt, wenn der vorhergehende beendet ist. Diese Tatsache beschränkt die maximal mögliche Länge des Monoimpulses in Abhängigkeit von den dynamischen Forderungen an die Ansteuereinrichtung. Diese Problematik ist in der überwiegenden Zahl der praktischen Anwendungen ohne Belang; sie erlangt jedoch Bedeutung bei Drehspannungsstellern mit entsprechend hohen dynamischen Forderungen und weitgehender Ausnutzung des zur Verfügung stehenden Verschiebebereiches für den Zündwinkel. Es sei hier vorweggenommen, daß in solchen Fällen die kanalweise Verlängerung der Zündimpulse an den Ein- bzw. Ausgängen der Nachimpulse mit einfachen RC-Gliedern erfolgen kann.

Sollen Zündimpulse in Form einer Pulsfolge bereitgestellt werden, so ist e_{TI} wie bei der Erzeugung von Monoimpulsen zu beschalten. Eine prinzipiell gleichartige Beschaltung wird für e_{TP} gewählt. Die Auslösung und die Beendigung des ersten Impulses erfolgen wie bei Monoimpuls. Mit dem Erkennen von $e_{TI} = L$ und damit mit dem Umschalten des RS-Flip-Flops wird der Treibertransistor an e_{TP} gesperrt, was zum Aufladen des dort angeschlossenen Kondensators führt. Wird nun an e_{TP} nach einer Pausenzeit L-Pegel erkannt, schaltet das RS-Flip-Flop in die Ausgangslage zurück. Das bedeutet rasche Entladung des Kondensators an e_{TP}, Sperrung des Treibertransistors an e_{TI} und damit eine erneute Impulszeit. Dieser Vorgang wiederholt sich zyklisch, solange an 18' das Auslösesignal erhalten bleibt. Mit Hilfe der bei Monoimpuls bereits erläuterten Rückführung wird auch der letzte Impuls der Zündpulsfolge auf jeden Fall in voller Länge bereitgestellt. Deshalb muß in allen Anwendungsfällen, in denen eine Pulsfolge erzeugt wird, die Impulszeit kleiner sein als die Zeit, die zwischen Vorderflanke des Synchronisierimpulses und dem nächsten Auslösezeitpunkt minimal vorhanden ist. In praktischen Anwendungsfällen bei üblichen Stromrichtern ist diese Problematik ohne Belang.

In den bisher besprochenen Fällen der Erzeugung von Monoimpulsen bzw. einer Zündimpulsfolge wurde das interne Potential $SP = H$ festgehalten. Nachfolgend soll der Einfluß der Steuerung dieses internen Potentials auf die Impulserzeugung – die spezielle Sperrsignalsteuerung – diskutiert werden.

Erfolgt das Umschalten von SP auf L-Pegel bei $18' = L$, so werden die internen Pegel $26 = H$, $27 = L$, $28 = H$, $3' = H$ in ihrer Lage festgehalten, d. h., während $SP = L$ ist die Auslösung eines Zündimpulses blokkiert. Wird während der Dauer $SP = L$ das interne Auslösesignal 18' auf H-Potential umgeschaltet, stellt sich $3' = L$ ein. Dieser Zustand bleibt erhalten, auch wenn SP wieder auf H schaltet. Damit bleiben jedoch auch $26 = H$, $27 = L$, $28 = H$ bestehen, und die Auslösung eines Zündimpulses wird auch nach dem Abschalten eines Sperrbefehls verhindert. Dieses interne Speichern des Sperrbefehles, das sich immer bei $SP = L$ und $18' = H$ einstellt, bleibt so lange erhalten, bis zum nächsten Synchronisationszeitpunkt $\overline{10} = L$ und damit $18' = L$ wird. In dieser Phase stellt sich immer $3' = H$ ein. Wird also das Sperrsignal $SP = L$ noch vor Beendigung des Synchronisierimpulses (in dieser Phase ist $18' = L$) auf $SP = H$ umgeschaltet, wird die Blockierung der Impulsformer aufgehoben. Ist $18' = L$ für die Dauer von $SP = L$ gewährleistet, wird die Blockierung mit dem Umschalten von SP auf H-Pegel unverzögert aufgehoben.

Erfolgt das Umschalten von SP auf L-Pegel während der Dauer eines Zündimpulses, so wird dieser sofort abgebrochen, und es stellen sich $26 = H$, $27 = L$, $28 = H$ und bei $18' = H$ auch $3' = L$ ein. Dieser Zustand entspricht dem Ruhezustand der Impulsformerschaltung, wobei sich eine sehr kurze Übergangszeit ergibt. Der Impulsformer könnte also prinzipiell unmittelbar nach dem Rücksetzen erneut gestartet werden. Hieraus folgt, daß sich der schon erläuterte Zustand intern einstellt. Damit ist auch das Verhalten beim Aufheben der Blockierung identisch.

Die besprochene Funktionsweise ermöglicht raschen Impulsabbruch und sofortiges stromrichtergemäß richtiges Einschalten der Zündimpulse (Zündimpulse werden nur zum tatsächlichen Auslösezeitpunkt gebildet). Im praktischen Betrieb entsteht damit die Möglichkeit der Realisierung extrem schneller, kreisstromfreier Steuerungen, deren dynamische Eigenschaften mit denen bisher üblicher wesentlich aufwendigerer, vollgesteuerter, kreisstrombehafteter Schaltungen

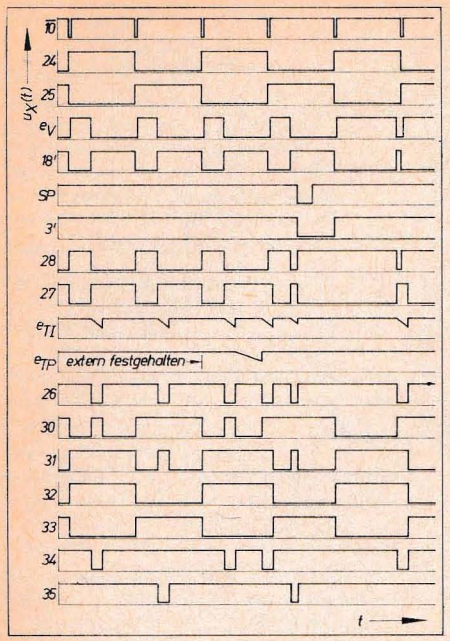


Bild 5: Impulsverhalten der Logik der Impulserzeugung. e_{TI} und e_{TP} sind extern RC-beschaltet

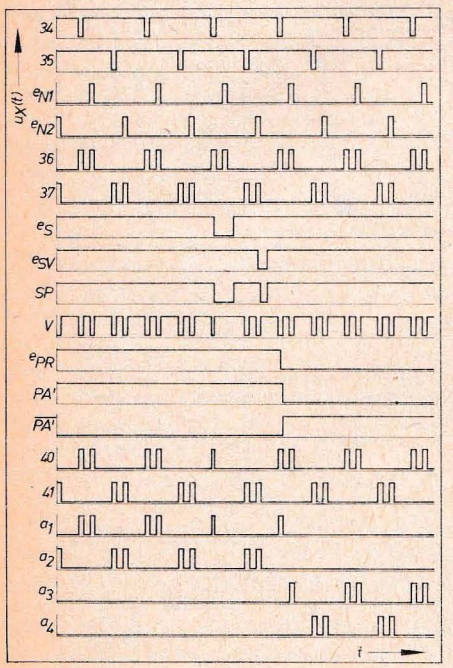


Bild 6: Impulsverhalten der Logik der Impulsausgabe

vergleichbar sind. In dieser Tatsache zeigt sich einer der wesentlichsten Vorzüge der Konzeption des Ansteuerschaltkreises U 706 D gegenüber zur Zeit angewandten Lösungen.

Die bisherige Erläuterung der Logik der Impulserzeugung hat ergeben, daß jeder Zündimpuls identisch mit 26 = L ist. Die Leitung 26 ist die Taktleitung eines getakteten RS-Flip-Flops mit den Vorbereitungseingängen 24, 25 und den Ausgängen 32, 33. Die Stellung dieses RS-Flip-Flops in der Logik der Synchronisation ist repräsentativ für die Halbwelle der Netzphasenspannung, der der Schaltkreis zugeordnet ist. Mit jedem Synchronisierimpuls erfolgt ein Umschalten der Pegel 24, 25, wobei $25 = \overline{24}$ stets gesichert ist. Ist nun 26 = H, d. h., wird zur Zeit kein Zündimpuls gebildet, so wird die Information 24, 25 sofort an 32, 33 weitergeschaltet. Mit den letztgenannten Signalen werden Gatter gesteuert, denen außerdem das Signal $29 = \overline{26}$ zugeführt wird. Daraus folgt, daß jeder Zündimpuls (26 = L, 29 = H) je nach Stellung des getakteten RS-Flip-Flops an Leitung 34 oder 35 als L-Signal erscheint und außerdem invertiert als Nachimpuls an den Nachimpulsausgängen a_{N1} oder a_{N2} ausgegeben wird. Weiterhin folgt daraus, daß während der Dauer eines Zündimpulses wegen 26 = L das Umschalten des getakteten RS-Flip-Flops blockiert ist. Die Informationsübernahme erfolgt jedoch sofort mit Beendigung des Zündimpulses bzw. mit dem Umschalten von 26 von L- nach H-Pegel. Bei einer derartigen Logik der Kanalumschaltung wird das Umschalten eines laufenden Zündimpulses auf einen anderen Kanal verhindert, was für einen sicheren Stromrichterbetrieb mit voller Ausnutzung des Verschiebebereiches unerläßlich ist.

Bei hohen dynamischen Anforderungen kann die Erzeugung eines Langimpulses an den Nachimpulsanschlüssen erforderlich werden. Dazu können die Gegentaktinverter a_{N1}, a_{N2} über eine Entkopplungsdiode mit je einem RC-Glied ähnlich der erläuterten Beschaltung von e_{TI} bzw. e_{TP} verbunden werden. Bei jedem Zündimpuls wird der Kondensator sehr rasch über die leitende Diode entladen. Am Ausgang des RC-Gliedes liegt H-Potential. Dieses bleibt auch nach Beendigung des Zündimpulses infolge der jetzt gesperrten Diode erhalten. Wird diesem RC-Glied der jeweils zugeordnete Nachimpulseingang nachgeschaltet, so wird an diesem erst nach einer gewissen Aufladung des Kondensators L-Potential erkannt. Der Zündimpuls kann auf diese Art und Weise verlängert werden.

Impulsausgabe

Das Impulsverhalten der Impulsausgabeschaltung (s. Bild 3) nach Bild 6 geht von den auf den Leitungen 34 bzw. 35 ankommenden Zündimpulsen (L-Signale) und von den über die Nachimpulseingänge e_{N1} bzw. e_{N2} zumischbaren Impulsen (H-Signale) aus. Auf den Leitungen 36 bzw. 37 stehen somit die auszugebenden Zündimpulse zur Verfügung. Dies ist unabhängig von der speziellen Betriebsweise (z. B. Synchronisationsart) des Schaltkreises, so daß eine Unterscheidung bei der weiteren Beschreibung nicht erforderlich ist.

Nimmt man an, daß die Eingänge e_S für trägheitslose Sperre und e_{SV} für trägheitsbehaftete Sperre ständig H-Potential führen, stellt sich intern SP = H, 36 = 40, 37 = 41 fest ein. Bei H-Potential am Programmeingang e_{PR} ergeben sich PA' = H, $\overline{PA'}$ = L, was bedeutet, daß Zündimpulse, die an 36 als H-Signal vorliegen, an den Ausgang a_1 als H-Signal geschaltet werden. Das gleiche gilt für H-Signale an 37, die am Ausgang a_2 erscheinen. Führt der Programmeingang e_{PR} L-Potential, ergibt sich wegen PA' = L und $\overline{PA'}$ = H $36 = a_3$ und $37 = a_4$. Die Stellung des getakteten RS-Flip-Flops mit den Ausgängen PA' und $\overline{PA'}$ bestimmt folglich, ob Zündimpulse an den Ausgängen a_1, a_2 oder a_3, a_4 ausgegeben werden. Die abgeschalteten Ausgänge führen dabei ständig L-Pegel.

Als Takt für das RS-Flip-Flop in der Logik der Impulsausgabe wird das interne Potential V benutzt. Dieses ist L, wenn an 36 oder 37 H-Potential anliegt, d. h., wenn irgendein Zündimpuls ausgegeben wird. Diese Blockierung der Umschaltung des Flip-Flops während der Dauer eines auszugebenden Zündimpulses ist für die Funktion eines Stromrichters notwendig.

Die Sperre der Zündimpulse erfolgt über die Anschlüsse e_S oder e_{SV}. Der Anschluß e_S für trägheitslose Sperre bewirkt bei Umschalten auf L-Pegel sofort SP = L. Wird über die trägheitsbehaftete Sperre (Anschluß e_{SV}) gesteuert, so entsteht bei Umschalten auf L-Pegel ebenfalls SP = L, jedoch sofort nur bei V = H. Wird gerade ein Zündimpuls ausgegeben, was V = L bedeutet, wird der L-Pegel an e_{SV} erst am Ende des bzw. der sich überlappenden Zündimpulse an SP weitergeschaltet. Die „Trägheit" der trägheitsbehafteten Sperre (L-Pegel an e_{SV}) besteht also darin, daß ein einmal begonnener Zündimpuls noch vollständig ausgegeben wird.

Befindet sich an der internen Leitung SP L-Pegel, stellt sich $38 = 39 = \overline{H}$ fest ein, d. h., alle Ausgänge a_1 bis a_4 führen L-Pegel. Neben dem Sperren der Ausgabe jeglicher Zündimpulse bei SP = L wird über die bereits erläuterte spezielle Sperrsignalsteuerung die Bildung weiterer Zündimpulse im Ansteuerschaltkreis unterdrückt.

Es sei noch bemerkt, daß mit e_S = L auch sofort V = H eingestellt wird, was dann ein rasches Umschalten des getakteten RS-Flip-Flops ermöglicht. Dies ist für die Realisierung extrem schneller kreisstromfreier Steuerungen von Bedeutung.

Die Ausgänge a_1 bis a_4 sind als Open-drain-Ausgänge mit Lasttransistor ausgeführt. Es sind folglich beliebige Parallelschaltungen zulässig. Wie vorteilhaft das sein kann, zeigt beispielsweise der Einphasenbetrieb mit Triac-Ansteuerung. Werden a_{N1} mit e_{N2} sowie a_{N2} und e_{N1} bei e_{PR} = H verbunden, erscheint jeder Zündimpuls sowohl an a_1 als auch an a_2. Die zulässige Parallelschaltung ermöglicht die Verdopplung des Ausgangsstromes.

Zusammenschaltungsbedingungen

Die integrierte Thyristoransteuerschaltung U 706 D ist in der p-Kanal-MOS-Hochvolttechnik realisiert. Es gelten folglich die üblichen Behandlungsvorschriften für derartige Schaltkreise. Die Zusammenschaltung ist unter Einhaltung der zulässigen Parameter der Ein- und Ausgänge des Schaltkreises mit beliebigen Anordnungen möglich. Neben der Zusammenschaltung mit Standard-Schaltkreisen in p-Kanal-MOS-Hochvolttechnik ist die Anschaltung geeigneter CMOS- und LSL-Schaltkreise unproblematisch. Ansonsten sind stromrichtertypische Außenbeschaltungen auf einfache Art realisierbar.

Die Eingänge e_{P1}, e_{P2}, e_{P3}, e_{S1}, e_{S2}, e_{N1}, e_{N2}, e_S, e_{SV}, e_{PR} entsprechen typischen Eingängen von p-MOS-Standard-IS und sind folglich von derartigen Schaltkreisen direkt ansteuerbar. Das gilt auch für den Eingang e_V, wobei jedoch der höhere Eingangsstrom im L-Zustand berücksichtigt werden muß. Infolge des schon diskutierten Triggerverhaltens der Eingangsschaltung von e_V ist die Ansteuerung mit sich zeitlich langsam ändernden Spannungsverläufen möglich. Die Ausgänge a_{N1} und a_{N2} für die Nachimpulse sind als Gegentaktinverter ausgeführt; sie können wie typische Ausgänge von MOS-Standard-IS genutzt wer-

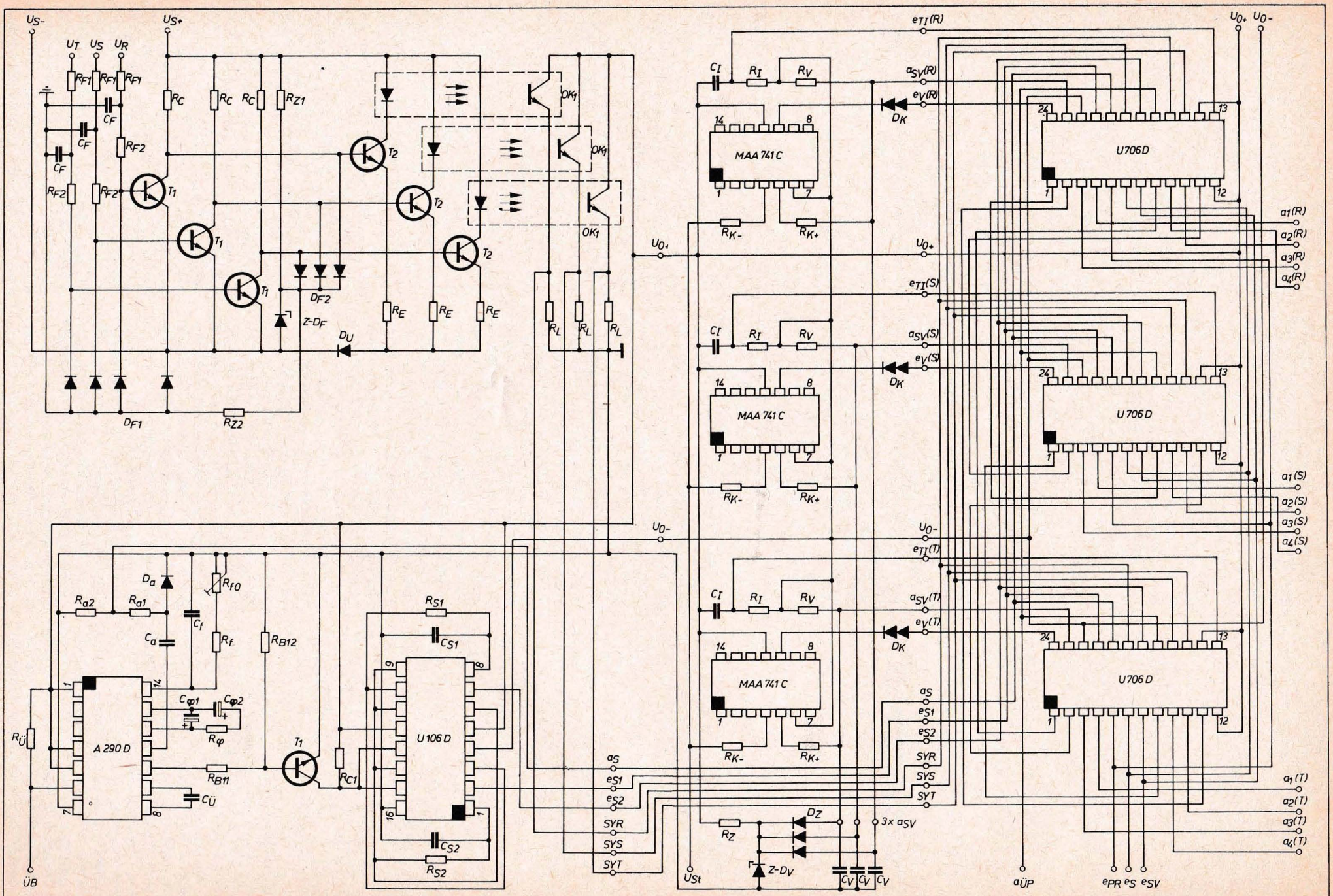


Bild 7: Ansteuergerät für sechspulsigen netzgelöschten Stromrichter

Vorläufige technische Daten

Grenzwerte bei $\vartheta_a = 0...70$ °C

Betriebsspannung U_t in V	$-31...0{,}3$
Eingangsspannung U_e in V	$-25...0{,}3$
Eingangsspitzenspannung U_{eM} in V	-31
Betriebstemperatur ϑ_a in °C	$0...70$
Lagertemperatur ϑ_s in °C	$-55...125$
Verlustleistung P_V in W ($\vartheta_a \leqq 45$ °C)	0,8

Statische Kennwerte bei $\vartheta_a = 25$ °C

Betriebsspannung $-U_t = 25...28$ V, typ. 27 V
Betriebsstrom $-I_t \leqq 15$ mA, typ. 6 mA
Eingangsspannungen $-U_{eH} = 0...2$ V
$-U_{eL} \geqq 9$ V

Ausgangsspannungen für Eintransistorausgänge a_{SV} und $a_{\ddot{U}P}$		
bei $-U_{eH} \leqq 2$ V, $-U_{eL} \geqq 9$ V, $-I_a = 2$ mA	$-U_{aH}$	$\leqq 0{,}4$ V
(bei $a_{\ddot{U}P}$ $-I_a = 1$ mA)		
Gegentaktausgänge a_{N1}, a_{N2}		
bei $-U_{eH} \leqq 2$ V, $-U_{eL} \geqq 9$ V, $R_L = 100$ kΩ	$-U_{aL}$	$\geqq 10$ V
bei $-U_{eH} \leqq 2$ V, $-U_{eL} \geqq 9$ V, $I_a = 1$ mA	$-U_{aL}$	$\geqq 5$ V
bei $-U_{eH} \leqq 2$ V, $-U_{eL} \geqq 9$ V, $R_L = 100$ kΩ	$-U_{aH}$	$\leqq 0{,}5$ V
bei $-U_{eH} \leqq 2$ V, $-U_{eL} \geqq 9$ V, $-I_a = 1{,}2$ mA	$-U_{aH}$	$\leqq 2$ V
Eintransistorausgänge a_1, a_2, a_3, a_4 mit Lasttransistor		
bei $-U_{eH} \leqq 2$ V, $-U_{eL} \geqq 9$ V, $I_a = 1$ µA	$-U_{aL}$	$\geqq 12$ V
bei $-U_{eH} \leqq 2$ V, $-U_{eL} \geqq 9$ V, $I_a = 10$ µA	$-U_{aL}$	$\geqq 10$ V
bei $-U_{eH} \leqq 2$ V, $-U_{eL} \geqq 9$ V, $R_L = 100$ kΩ	$-U_{aH}$	$\leqq 0{,}5$ V
bei $-U_{eH} \leqq 2$ V, $-U_{eL} \geqq 9$ V, $-I_a = 5$ mA	$-U_{aH}$	$\leqq 1$ V

Bei Betrieb am 50-Hz- oder höherfrequenten Netz ist bei einer Einschaltdauer von maximal 25 % ein Impulsstrom von 20 mA zulässig. Eine weitere Präzisierung dieser Angabe erfolgt durch den VEB FWE.

Eintransistorausgang mit Lasttransistor bzw. Eingang a_S		
bei $-U_{eH} \leqq 2$ V, $-U_{eL} \geqq 9$ V, $I_a = 10$ µA	$-U_{aL}$	$\geqq 10$ V
bei $-U_{eH} \leqq 2$ V, $-U_{eL} \geqq 9$ V, $R_L = 100$ kΩ	$-U_{aH}$	$\leqq 0{,}5$ V
bei $-U_{eH} \leqq 2$ V, $-U_{eL} \geqq 9$ V, $-I_a = 1{,}2$ mA	$-U_{aH}$	$\leqq 2$ V
Eintransistorausgang bzw. Eingang e_{T1}, e_{TP}		
bei $-U_{eH} \leqq 2$ V, $-U_{eL} \geqq 9$ V, $-I_a = 1$ mA, Ausgang im H-Zustand	$-U_{aH}$	$\leqq 2$ V
Ausgangsreststrom an a_{SV} und $a_{\ddot{U}P}$ bei $-U_{eL} = 28$ V und Ausgang im L-Zustand	$-I_{aL}$	$\leqq 10$ µA
Ausgangsstrom an a_1, a_2, a_3, a_4 bei $-U_{eH} \leqq 2$ V, $-U_{eL} \geqq 9$ V, $-U_{aL} = 28$ V, Ausgang im L-Zustand	$-I_{aL}$	$\leqq 10$ µA
Kurzschlußstrom an Ausgängen a_1, a_2, a_3, a_4, a_S gegen Masse bei $-U_{eH} \leqq 2$ V, $-U_{eL} \geqq 9$ V, $-U_{aH} = 0$ V, Ausgang im L-Zustand	I_{aL}	100...1 000 µA
Eingangsstrom an e_{T1}, e_{TP} bei $-U_{eL} = 25$ V, $-U_t = 28$ V, Ausgang im L-Zustand	$-I_{eL}$	$\leqq 10$ µA
Eingangsstrom an e_{P1}, e_{P2}, e_{P3}, e_{S1}, e_{S2}, e_{N1}, e_{N2}, e_S, e_{SV}, e_{PR} bei $-U_{eL} = 25$ V	$-I_{eL}$	$\leqq 10$ µA
Eingangsstrom an e_V bei $-U_{eL} = 15$ V, $-U_t = 28$ V	$-I_{eL}$	$\leqq 50$ µA
bei $-U_{eL} = 15$ V, $-U_t = 25$ V	$-I_{eL}$	≈ 2 µA
Eingangskapazität C_e		$\leqq 10$ pF
Ausgangskapazität C_a bei a_1 bis a_4 ist ein größerer Wert möglich		$\leqq 40$ pF
Lastkapazität C_L		$\leqq 10$ nF

Für den Ausgang a_{SV} ist eine Lastkapazität von 60 nF ± 10 % zulässig. Eine weitere Präzisierung zur Angabe der zulässigen Lastkapazitäten an allen Ausgängen erfolgt durch den VEB FWE.

Dynamische Kennwerte

Die Verzögerungszeiten werden mit $t_V < 50$ µs garantiert. Für die Verzögerungszeit zwischen einer H-L-Flanke an e_V und einer L-H-Flanke an a_V wird eine Verzögerungszeit $t_V < 30$ µs garantiert.

Zusammenschaltungsbedingungen

Die Ein- und Ausgänge sind kompatibel mit Standardschaltkreisen in p-Kanal-MOS-Hochvolttechnik. Der Eingang e_V gewährleistet im nichtbeschalteten Zustand H-Potential. Übliche Schaltungen für Eingangs- und Ausgangs-Interface, beispielsweise unter Verwendung von Optokopplern, sind möglich.

den, haben jedoch eine höhere Stromergiebigkeit bei H-Pegel, was beispielsweise zur Verlängerung von Zündimpulsen genutzt werden kann.

Die Ausgänge a_{SV} und $a_{\ddot{U}P}$ sind Open-drain-Ausgänge. Sollen hier Logik-Schaltkreise angeschlossen werden, sind externe Drainwiderstände erforderlich. Die Ausgänge a_1 bis a_4 für die Zündimpulse und der Ausgang a_S sind Open-drain-Ausgänge mit Lasttransistor. Ohne zusätzlichen externen Drainwiderstand ist dort nur ein MOS-Eingang anschließbar. Diese Ausgänge dürfen beliebig parallelgeschaltet werden bzw. extern auf H-Pegel festgehalten werden. Die Anschlüsse e_{T1} und e_{TP} sind sowohl typischer Eingang von MOS-Standard-Schaltkreisen als auch Open-drain-Ausgang. Sie dienen in der überwiegenden Anzahl der praktischen Anwendungen der Steuerung von RC-Gliedern zur Festlegung der Impulszeiten bzw. Pausenzeiten.

Die ausführliche Erläuterung der Zusammenschaltbarkeit mit p-Kanal-MOS-Hochvoltschaltkreisen zeigte, daß bei der Anwendung der Ansteuerschaltung U 706 D in Verbindung mit derartigen Schaltkreisen besonders günstige Lösungen entstehen.

Anwendungsmöglichkeiten

Wie gezeigt wurde, sind die Anwendungsmöglichkeiten der U 706 D außerordentlich vielfältig. Nachfolgend soll anhand eines Schaltbeispiels für ein Ansteuergerät für sechspulsige, netzgelöschte Umkehrstromrichter (Bild 7) ein erster konkreter Einblick in die Anwendungsmöglichkeiten der Ansteuerschaltung U 706 D gegeben werden. In der Schaltung nach Bild 7 gelangen die Netzspannungen U_R, U_S, U_T über Vorfilter in die elektronische Schaltung zur Netzanpassung. Dort wird aus den sinusförmigen Eingangsspannungen jeweils eine äquivalente Rechteckimpulsfolge gebildet, die nach einer optoelektronischen Potentialtrennung zur Ansteuerung der Logik der Synchronisation in der IS U 706 D benutzt wird (s. Bilder 3 und 4a). Die Zuordnung der Signale SYR, SYS, SYT zu den Eingängen e_{P1}, e_{P2}, e_{P3} für die Phasensignale ergibt die Zuordnung der Ansteuerschaltkreise zu den Netzspannungen. In den U 706 D wird eine Impulsfolge a_S mit dreifacher Netzfrequenz gebildet, die zur Ansteuerung des einkanaligen Filters, das nach dem PLL-Prinzip unter Verwendung des integrierten Stereodekoders A 290 D arbeitet, dient. Die äquidistante Ausgangsimpulsfolge des PLL-Filters steuert nach der Pegelanpassung die im Beispiel mit einer U 106 D realisierte Synchronpulsbildung. Die Synchronisiersignale e_{S1}, e_{S2} werden in der U 706 D in der schon beschriebenen Art weiterverarbeitet.

Die analoge Verzögerung wird in der Schaltung nach Bild 7 durch Vergleich der Steuerspannung U_{St} mit einer sägezahnförmigen Spannung mit Hilfe eines als Komparator betriebenen Operationsverstärkers MAA 741 C vorgenommen, der über eine Anpaßdiode D_K den Eingang zur Impulsauslösung steuert. In der U 706 D werden Monoimpulse als Zündpulse gebildet und ausgegeben. Die Steuerung der Eingänge e_{PR}, e_S, e_{SV} kann in der schon erläuterten Art zur Realisierung vielfältiger Steuerfunktionen, z. B. einer sehr schnellen kreisstromfreien Umkehrsteuerung, genutzt werden. Die Ausgänge ÜB und $a_{\ddot{U}P}$ ermöglichen die Ansteuerung von Überwachungsschaltungen.

Um den Rahmen dieses Beitrags nicht zu sprengen, muß auf eine ausführliche Erläuterung der Schaltung nach Bild 6 einschließlich der Darstellung von deren gravierenden Vorteilen gegenüber bisherigen technischen Lösungen und auf die Angabe weiterer Applikationsbeispiele verzichtet werden. In den noch zu veröffentlichenden anwendungsbezogenen Beiträgen soll jedoch darauf ausführlich eingegangen werden.

Literatur

[1] Graichen, G.: Zeitglieder mit MOS-Bauelementen. radio fernsehen elektronik 26 (1977) H. 18, S. 605–607

[2] Graichen, G.: Schaltungsanordnung zur Steuerung von Stromrichtern. WP 78 029

[3] Graichen, G.: Schaltungsanordnung zur Impulsformung. WP 119 927

[4] Graichen, G.; Leber, R.: Schaltungsanordnung zur Formung von Impulsen. WP 122 751

[5] Kronberg, M.: Verfahren und Schaltungsanordnung zur Erzeugung von Pulsfolgen aus mehrphasigen, verzerrten, sinusoidalen Spannungen mit präziser Phasenzuordnung, insbesondere zur Synchronisation der Ansteuergeräte von netzgelöschten Stromrichtern. WP 123 038

[6] Graichen, G.; Kronberg, M.; Wigand, G.: Integrationsfreundliche steuerbare Schaltungsanordnung, insbesondere zur Erzeugung von Impulsen. WP 128 432

[7] Graichen, G.; Neumeister, U.; Wigand, G.: Schaltungsanordnung zur Zuordnung von Signalen, insbesondere für Stromrichtersteuerungen. WP 132 629

[8] Emmerling, F · Graichen, G.; Wigand, G.: Schaltungsanordnung zur Erfassung der Phasenfolge von Signalen. WP H 03 K 209 903

Schnelles I²L-Multiplizier- und Dividierfeld

Dipl.-Ing. INGOMAR KRAHL und
Dipl.-Ing. ROLF ZINDT

In diesem Beitrag wird ein I²L-Multiplizier- und Dividierfeld (MD-Feld) vorgestellt, das durch Hinzuschalten weiterer Schaltkreise auf 512 bit je Operand erweiterbar und für den Einsatz in Mikroprozessorsystemen und Rechenanlagen geeignet ist.

Von bisher produzierten Mikroprozessorsystemen ist bekannt, daß die „programmierte" Multiplikation und Division zu große Operationszykluszeiten haben. Ihre Operationsgeschwindigkeit liegt um Zehnerpotenzen höher als die der Addition und Subtraktion. Das trifft auch in hohem Maße für den in der DDR produzierten Typ U 808 D zu. Um den Mikrorechnersystemen neue Anwendungsmöglichkeiten zu schaffen, ist es unumgänglich, Hardware-Realisierungen mit hohem Schaltungsaufwand einzusetzen.

Es soll hier ein hochintegriertes schnelles System vorgestellt werden, das auf Grund seiner Trennung in Prozessorschaltkreis und Rechenschaltkreis beliebige Operandenlängen verarbeiten kann. Der universale Einsatz und die damit verbundenen möglichen hohen Stückzahlen verringern darüberhinaus die Kosten.

Duale digitale Multiplikation und Division

Seit Beginn der Entwicklung der Rechentechnik und besonders in den letzten Jahren wurden viele Untersuchungen zur Hardwarerealisierung der Multiplikation vorgenommen. Bild 1 zeigt eine Klassifizierung der entwickelten Verfahren. Bei dieser Einteilung muß man jedoch bemerken, daß die meisten asynchronen Multipliziereinheiten nach außen synchronisiert sind. Diese Anpassung wird notwendig, um mit getakteten Prozessoreinheiten arbeiten zu können und einen multiplexen Datentransfer zu ermöglichen.

Für die duale digitale Division läßt sich eine ähnliche Einteilung wie die nach Bild 1 treffen.

Im folgenden wird nur auf zwei Verfahren eingegangen, die für die Realisierung des Multiplizier- und Dividierfeldes von Bedeutung sind.

RC-Multiplizierstruktur

Die RC-Struktur kann unter die asynchronen, rein kombinatorischen Verfahren gezählt werden. Das Prinzip dieser Arbeitsweise besteht in der Einsparung der Speicher- und Verschiebezeit der Partialprodukte. Anstelle dessen werden Paralleladder um die Verschiebestelle versetzt untereinander verschaltet, so daß an den durch den Versatz freiwerdenden Summenausgängen und an den Summenausgängen des letzten Paralleladders das Produkt entsteht.

Die Elemente der Produktmatrix werden im RC-Feld in einem Volladderfeld aufsummiert. Die kaskadenartige Zusammenschaltung von Paralleladdern wird in [1] wegen des durchlaufenden Übertrags innerhalb eines Paralleladders als RC-Struktur (ripple carry) bezeichnet. Die Grundzelle des Feldes (Bild 2) bildet ein Volladder, wobei ein Eingang durch eine UND-Verknüpfung von Multiplikanden- und Multiplikatorbit angesteuert wird. Der zweite Volladdereingang der j-ten Zelle ist mit dem Übertragsausgang der $(n-1)$ten Zelle der gleichen Zeile verbunden. Der Summenausgang der n-ten Zelle jeder Zeile ist identisch mit einem Bit des Produkts. Der aus einem Paralleladder herauslaufende Übertrag geht auf den Eingang der ersten Zelle der darunter folgenden Zelle. Ein zusammengeschaltetes (4×4)-Bit-Feld ist im Bild 3 dargestellt.

Bezeichnet man die Signalweglänge von dem Eingang eines Volladders (VA) zur Summe als t_{0s} und zum Übertrag als t_{0c}, so beträgt die maximale Operationszeit vom Anlegen der Operanden an gerechnet für positive Operanden ohne Vorzeichen für

$$t_{0s} \geqq t_{0c}$$
$$t_{vrc} = n\,t_{0s} + (2n-3)t_{0c}$$

und für

$$t_{0s} \leqq t_{0c}$$
$$t_{vrc} = (n-1)t_{0s} + (2n-2)t_{0c}$$

Setzt man die genannte Einschränkung für die Operanden voraus, läßt sich der Multiplizierer an den Randzellen abrüsten. Bei der völlig homogenen Struktur können gleichzeitig zum Produkt die Zahlen L und K addiert werden. Die Grundzellen lassen sich ohne zusätzliche Logik zu einem Feld beliebiger Größe verbinden.

Grunddivisionsfeld (GDF)

Im Grunddivisionsfeld wird das Prinzip ohne Rückstellung des Restes angewendet. Die Operanden werden als positiv und normiert vorausgesetzt, so daß die Vorzeichenbits der Zahlen Null und die höchstsignifikanten Bits der Zahlen Eins sind. Bei einem Divisor der Länge n hat der Dividend die Länge $2n-1$, fehlende Stellen müssen vorher am Ende der Zahl mit Nullen aufgefüllt werden. Der Teilrest R ist eine ganze Zahl.

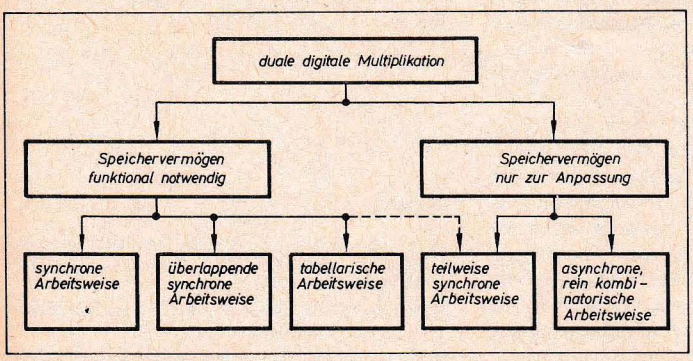


Bild 1: Klassifikation der Multiplikationsverfahren

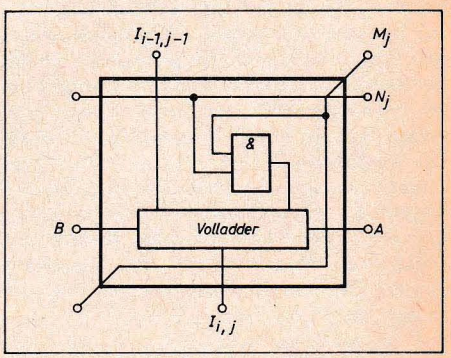


Bild 2: Grundzelle der RC-Struktur

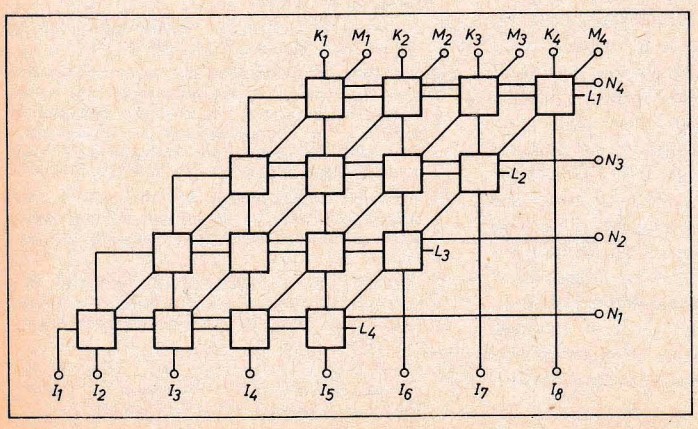


Bild 3: (4 × 4)-Bit-RC-Multiplizierfeld

Das verwendete Feld besteht aus RC-Addern mit einem Steuereingang je Bit. Jede der verwendeten Zellen enthält einen Volladder und ein Antivalenzgatter, das den Divisoreingang des Volladders steuert. Als Kontrollsignal K_i für das Antivalenzgatter wird das Quotientenbit Q_{i-1} der vorhergehenden Zeile verwendet. Durch Realisierung der Subtraktion des Divisiors durch Addition des Zweierkomplements ist das Signal K_i gleichzeitig der Übertragungseingang der am weitesten rechts liegenden (niedrigstsignifikanten) Zelle der i-ten Zeile. Aus der Grundzelle, die im Bild 4 dargestellt ist, lassen sich beliebig große quadratische Felder bilden. Wird die Signalverzö-

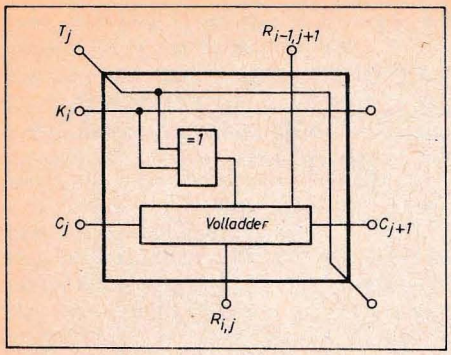


Bild 4: Zelle des Grunddivisionsfeldes

Schaltungen ausnutzen zu können, ist es sinnvoll, die Vorzeichenbehandlung durch Hardware an den Rändern des Feldes zu erledigen.

Integriert man ein MD-Feld mit Vorzeichenbehandlung auf einem Chip, so ist seine Größe fixiert und nicht erweiterbar. Das hier vorgestellte Schaltkreiskonzept soll diesen Nachteil umgehen und einen Kompromiß zwischen Aufwand und Universalität des Einsatzes schließen.

Es werden zwei Schaltkreise vorgestellt: ein Rechenschaltkreis (RIS), der eine (4 × 4)-Bit-Matrix von MD-Zellen beinhaltet, und ein Prozessorschaltkreis (PIS), der die Vor-

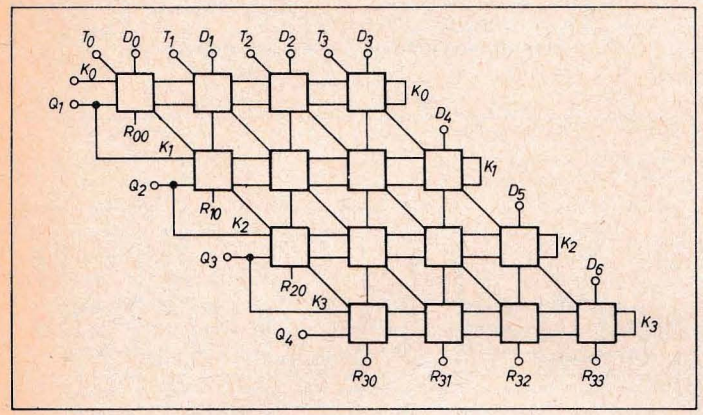


Bild 5: (4 × 4)-Bit-Grunddivisionsfeld

nen npn-Schalttransistors sind sechs Kollektoren möglich.

Wird eine Technologie der I^3L-Technik (Isoplanar-I^2L) [11] [12] angewendet (Bild 8), ergeben sich weitaus günstigere Eigenschaften. Durch die Oxidisolation werden die Sperrschichtkapazitäten erheblich verkleinert. Durch die Extrinsic- und Intrinsicbasis werden Ladungsspeicherung und Spannungsabfälle verhindert, und die Stromverstärkung wird erhöht. Es sind damit folgende Daten erreichbar:

Schaltverzögerung je Gatter	$\geq$ 5 ns
$P_V t_V$-Produkt	$\leqq$ 0,1 pJ
mögliche Kollektorzahl	$\approx$ 10

Zusätzlich bringt der Einsatz von Schottky-Kontakten eine Verkürzung der Schaltzeit um den Faktor 2 und erhöht die logische Komplexität der Schaltungen. Der Einsatz einer zweiten Leitbahnebene (hier Polysilizium) erhöht die Packungsdichte um den Faktor 1,3...2.

Die Schaltungstechnik ist bis auf die unterschiedlichen Ausfächerungen weitgehend unabhängig von der Technologie, wobei unter Schaltungstechnik nicht der Layoutentwurf zu verstehen ist. Im Bild 9 ist ein I^2L-Negator und seine Symbolik dargestellt. Emitter und Injektor werden auf Grund ihrer permanenten Existenz weggelassen.

Neben dem Negator ist eine logische UND-

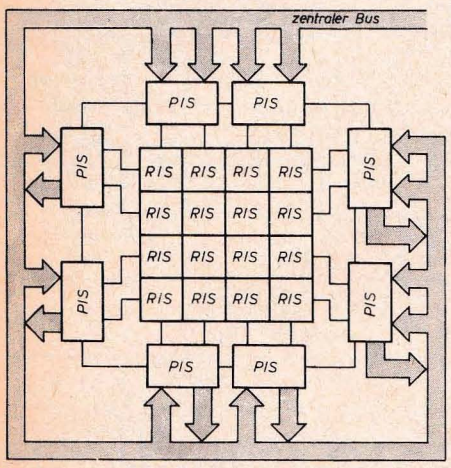


Bild 6: Systemstruktur der MD-Schaltung

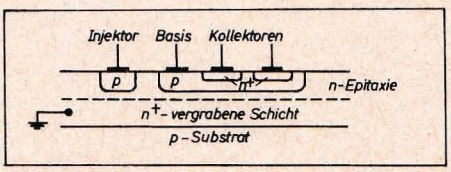


Bild 7: Querschnitt einer I^2L-Struktur einfachster Technologie

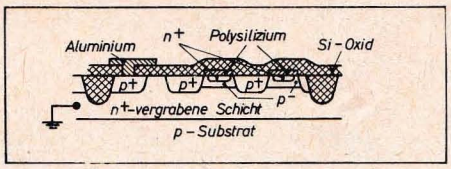


Bild 8: Querschnitt durch ein I^3L-Gatter

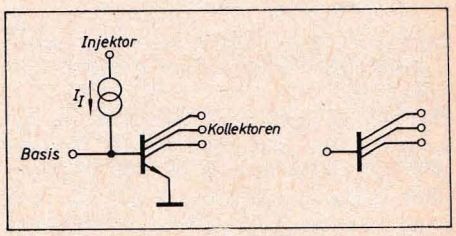


Bild 9: I^2L-Negator und Symboldarstellung

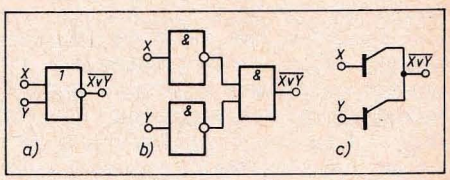


Bild 10: a) Logiksymbol; b) I^2L-gerechte Logikdarstellung; c) I^2L-Schaltung

gerung des Antivalenzgatters mit t_{0a} und zum Übertrag mit t_{0c} bezeichnet, ergibt sich eine Verzögerungszeit

$$t_{vgdf} = n^2 t_{0c} + n t_{0a}$$

bei einem (n × n)-Bit-Feld.

Bild 5 zeigt die Zusammenschaltung eines (4 × 4)-Bit-Feldes. Dabei sind T_0 bis T_3 die Divisorbits, D_0 bis D_7 die Dividendenbits und Q_1 bis Q_4 die Quotientenbits.

Multiplikations- und Divisionsfeld (MD-Feld) variabler Größe in I^2L-Technik

Grundstruktur

Asynchrone Multiplizier- oder Dividierfelder erfordern einen erheblichen Hardware-Aufwand. Die Grundzellen beider Felder sind jedoch ähnlich. Daraus resultiert der Gedanke, ein zellulares Feld aufzubauen, das mit einer Steuervariablen für Multiplikation und Division umschaltbar ist [9]. Multiplizier- oder Dividierfelder verarbeiten nur positive Zahlen. Um den Vorteil der schnellen

zeichenbehandlung und den Transfer mit einem Bussystem übernimmt. Der Prozessorschaltkreis kann durch Programmierung seiner Arbeitsweise an jeder Stelle des Feldes eingesetzt werden. Für eine (16 × 16)-Bit-Multiplikation und eine (32 × 16)-Bit-Division ergibt sich eine Systemstruktur nach Bild 6.

Grundlagen der I^2L

Zum besseren Verständnis der nachfolgenden Beschreibung sollen trotz zahlreicher Veröffentlichungen nochmals die grundlegenden Eigenschaften der Integrierten Injektionslogik (I^2L) dargestellt werden. Die zur Anwendung kommende Technologie beeinflußt die Arbeitsgeschwindigkeit des MD-Feldes erheblich. Wird die einfachste Technologie eingesetzt (Bild 7), ergeben sich Schaltverzögerungen je Gatter von mehr als 40 ns, ein Geschwindigkeits-Leistungsprodukt von $\leqq$ 1 pJ. Wegen der mäßigen Stromverstärkung des invers betriebe-

Schaltung durch Verdrahtung möglich. Werden mehrere Kollektoren mit einer Leitbahn verbunden, genügt es, daß einer der Kollektoren sättigt, um den gesamten Knoten auf tiefes Potential zu ziehen. Man spricht davon, daß sich die Null durchsetzt. Die beiden Logikbausteine erlauben die Bildung jeder beliebigen Funktion, wie im Bild 10 an einem NOR-Gatter dargestellt ist.

Im Gegensatz zur TTL-Technik kann durch das verdrahtete UND jeder Ausgang nur zu einer Funktionsbildung genutzt werden. Durch die Mehrkollektortransistoren wird ein Lastfaktor $N_0 > 1$ möglich. In der I^2L-gerechten Logikdarstellung besitzt jeder Negator nur einen Eingang und jedes UND nur einen Ausgang. Des weiteren ist es möglich, mit einer Leitung auf mehrere Negatoren zu gehen (entspricht Parallelschaltung von Transistoren an der Basis). Man muß jedoch beachten, daß dann der ansteuernde Kollektor einen vielfachen Injektorstrom aufnehmen muß.

Jeder Negator hat eine Verzögerung, die mit

$$t_v \approx \frac{U}{I_T} C_{Last}$$

U = logischer Hub (0,6 V)
I_I = Injektorstrom
C_{Last} = alle am Knoten wirkenden Sperrschicht-, Diffusions- und Leitungskapazitäten

angenähert werden kann. Schlägt man konsequent alle Lastkapazitäten auf die Verzögerung des Negators, so kann das UND-Gatter als verzögerungsfrei angenommen werden. Es ist nur ein Maß für die Belastung des vorhergehenden Negators.

Rechenschaltkreis (RIS)

Im Rechenschaltkreis wird eine Kombination von RC-Struktur mit dem Grunddivisionsfeld vorgenommen. Es entsteht eine Grundzelle, die mit Hilfe der Steuervariablen U von Multiplikation auf Division umgeschaltet werden kann.
Bezeichnet man die Ein- und Ausgänge des Volladders mit a, b, c und ü, s, so müssen folgende Ansteuerfunktionen für den Volladder realisiert werden:

$$a_{i,j} = K_i T_j U \vee K_i \overline{T_j} \overline{U} \vee \overline{K_i} T_j \overline{U}$$
$$b_{i,j} = R_{j-1,j+1} \overline{U} \vee I_{i-1,j-1} U$$
$$c_{i,j} = C_{i,j}$$
$$F_{i,j} = \ddot{u}_{i,j}$$
$$R_{i,j}/I_{i,j} = s_{i,j}$$

Daraus ergibt sich eine Realisierung der logischen Funktionen, wie sie im Bild 11 dargestellt ist.
Das Feld entsteht durch quadratisches Zusammensetzen der Grundzellen. Für ein (4 × 4)-Bit-Feld wird es im Bild 12 vorgeführt, wobei die Anschlüsse $I_{i-1,j-1}$ nach oben und $R_{i,j}$ nach unten herausgeführt wurden und zur besseren Übersicht die Querverbindungen aus der Zelle nach Bild 11 herausgenommen wurden.
Will man dieses Feld auf einem Chip integrieren und es durch Zusammenschalten der Einzelschaltkreise erweiterbar machen, müssen die meisten der gezeigten Ein- und Ausgänge als Pins ausgeführt werden. Damit wird die technologisch mögliche Pinzahl (40polige oder 60polige Gehäuse) zur begrenzenden Größe.
Setzt man die logische Zellstruktur in eine I^2L-Schaltung um, so ist man bestrebt, die geringste Anzahl von Logikebenen zu erhalten. Versucht man die Funktionen $F_{i,j}$ und $R_{i,j}$ (bzw. $I_{i,j}$) in einem zweistufigen kombinatorischen Netzwerk zu realisieren, ergeben sich notwendige Variableausfächerungen (in I^2L identisch mit der Kollektorzahl) von 10 bis 13, die in der einfachen I^2L schwierig realisierbar sind. Die ausgewählte Form mit fünf Transistorebenen zeigt Bild 13.

Das Layout der Zelle in der einfachen I^2L-Technologie und bei kleinsten Abmessungen von 6-μm × 6-μm-Kontakten nimmt eine Fläche von 750 μm × 370 μm ein. Kommt die Isoplanar-I^2L zur Anwendung, läßt sich der Flächenbedarf auf 300 μm mal 170 μm verkleinern.
Um im Gesamtfeld für die Division die Verschaltung von K mit C in der letzten Spalte jeder Zeile vorzunehmen, wird eine Zusatzfunktion (ZF) $C_{i,4} = F_{i,\text{(vorheriger Schaltkreis)}} \overline{W} \vee K_i \overline{U} W$ an $C_{i,4}$ angeschlossen. Die Steuervariable W dieser Funktion belegt

Bild 11: Multiplikations- und Divisionszelle

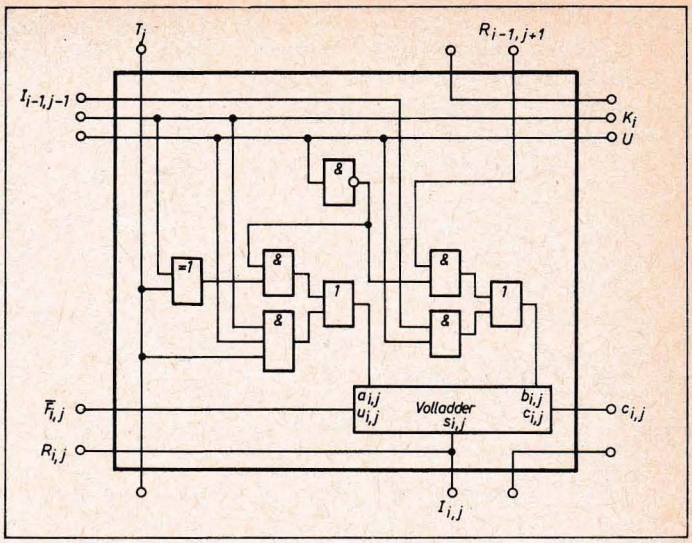
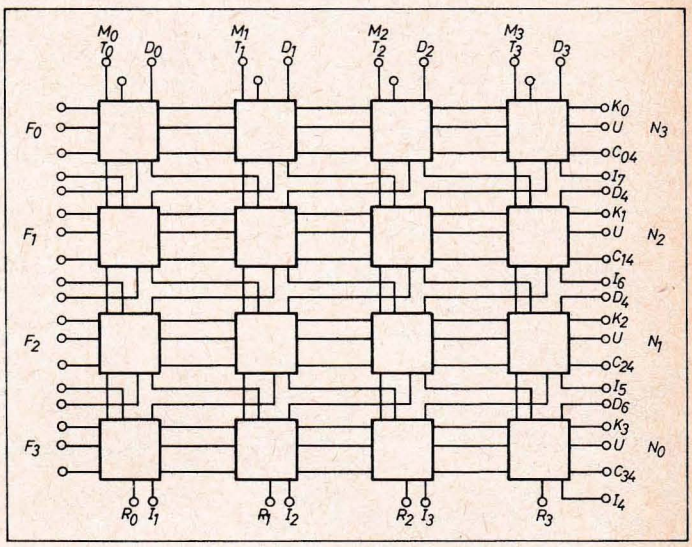


Bild 12: Multiplikations- und Divisionsfeld für 4 × 4 bit



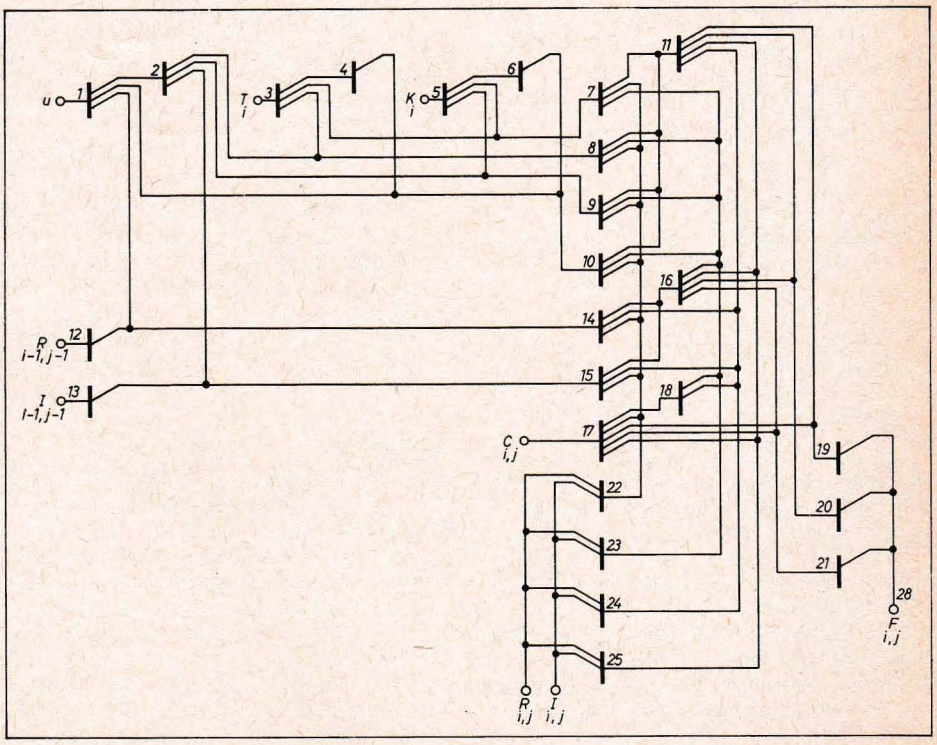


Bild 13: I^2L-Schaltung für die Zellfunktionen $R_{i,j}$, $I_{i,j}$, $T_{i,j}$

man mit Eins, wenn der Schaltkreis am rechten Rand des Feldes arbeitet.

Um das (4 × 4)-Bit-Feld in ein 40poliges Gehäuse setzen zu können, werden die am linken und rechten Rand liegenden R- bzw. I-Ausgänge und die I- bzw. R-Eingänge der darunterliegenden Zeile in einer Eingangs- und Ausgangsstufe (I-O-Stufe) zusammengefaßt. Mit der Steuervariablen U wird in den Zellen selbst der richtige Term ausgewählt. Wirkt die I-O-Stufe als Eingang, wird der zugehörige Ausgang hochohmig geschaltet. Die Leitungen K_0 bis K_3 und U brauchen nur einmal aus der IS herausgeführt zu werden. Somit bleiben noch Betriebsspannungs- und zwei Massepins übrig. Für einen kompletten Rechenschaltkreis ergibt sich das im Bild 14 dargestellte System. Die an den Pins stehenden Bezeichnungen sind die anzuschließenden Variablen.

Ebenfalls möglich ist die Realisierung eines (4 × 2)-Bit-Feldes mit einem 28poligen Gehäuse oder eines (8 × 4)-Bit-Feldes in einem 60poligen.

Setzt man den (4 × 4)-Bit-Rechenschaltkreis voraus und nimmt Schaltzeiten je I^2L-Transistor von 10 ns an (I^3L), so erreicht man für ein 16-Bit-Feld asynchrone Durchlaufzeiten für die Multiplikation von 2,5 µs und für die Division von 12,7 µs. Die Stromaufnahme des Schaltkreises ist kleiner als 40 mA.

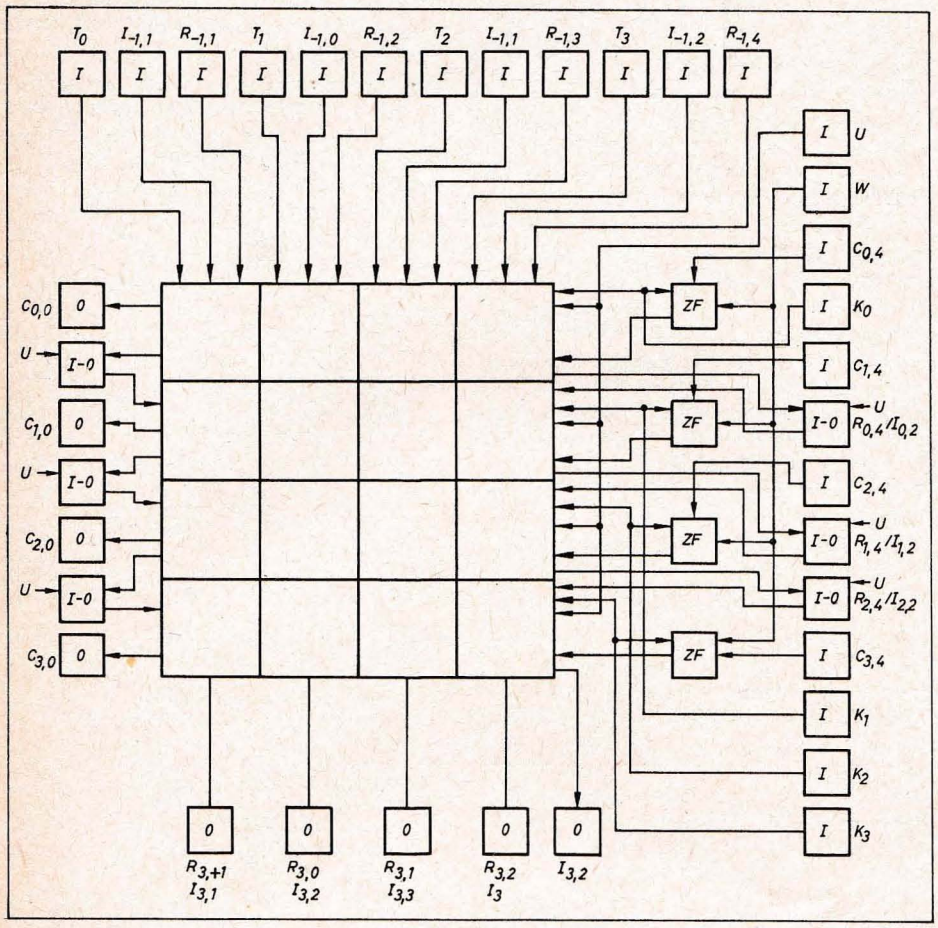


Bild 14:
RIS für 4 × 4 bit.
I = TTL-I^2L-Eingang,
I-O = steuerbarer Ein- und Ausgang,
O = I^2L-TTL-Ausgang

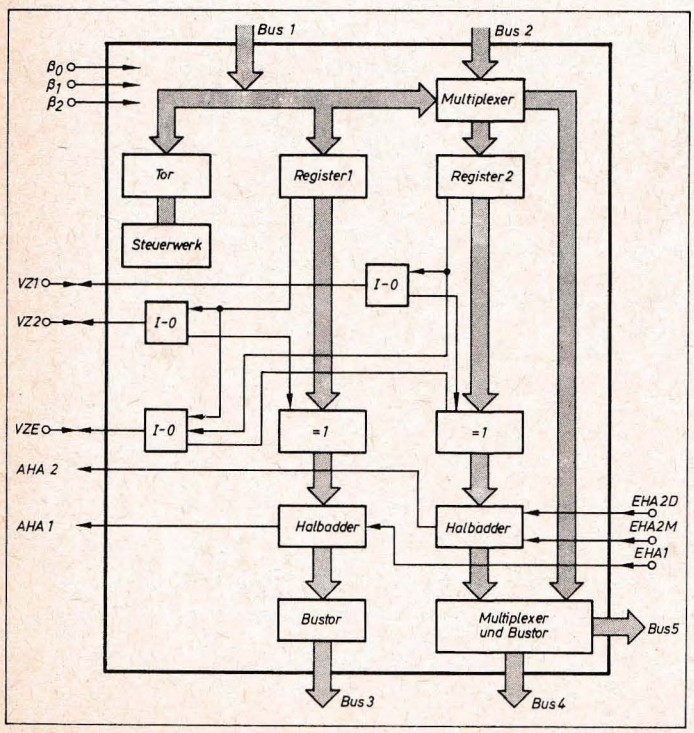


Bild 15:
Busstruktur des PIS

Prozessorschaltkreis (PIS)

Der Prozessorschaltkreis erfüllt an den einzelnen Seiten des Feldes die folgenden Aufgaben:

- Oberer Rand
  - Speichern des Multiplikanden
  - Speichern des Divisors und der höchstwertigen Stellen des Dividenden
  - Anschalten der zwischengespeicherten Daten als positive Zahlen an den RIS-Block
- rechter Rand
  - Speichern des Multiplikators
  - Speichern der niedrigwertigen Stellen des Dividenden
  - Anlegen der zwischengespeicherten Daten als positive Zahlen an den RIS-Block
  - vorzeichenrichtige Ausgabe der niedrigwertigen Stellen des Produktes
- unterer Rand
  - vorzeichenrichtige Ausgabe der höchstwertigen Stellen des Produktes
  - funktionslos bei der Division
- linker Rand
  - funktionslos bei der Multiplikation
  - Verbinden der Quotientenbits mit den K-Leitungen während des asynchronen Felddurchlaufes
  - vorzeichenrichtige Ausgabe des Quotienten.

Zur Lösung aller Forderungen durch einen Schaltkreis wird ein System wie das im Bild 15 gezeigte benötigt.

Drei Steuersignale (β_0, β_1, β_2) dienen zum Kennzeichnen der konkreten Position des PIS. Damit werden die Prozessorschaltkreise für den Einsatz an den vier Stellen des MD-Blockes gekennzeichnet und zusätzlich diejenigen Schaltkreispositionen, an denen ein Abspeichern der Operanden oder eine Ergebnisausgabe beginnen soll. Die beiden Eingänge für die Halbadderkette 2 sind notwendig, da für den Dividendenteil und für das Produkt auf der rechten Seite des MD-Feldes eine unterschiedliche Übertragungsausbreitung zwischen den Bausteinen existieren (im oberen Baustein entstehen die niedrigstwertigen Stellen des Produktes, im unteren Baustein die niedrigstwertigen Bits des Dividenden).

Die hohe Anzahl der Busleitungen ergibt sich aus der Notwendigkeit, eine konstante Bitbelegung am asynchronen Netzwerk (RIS) zu sichern bei gleichzeitigen Ein- und Ausgabeoperationen mit dem Zentralbus.

Die richtige Vorzeichenerkennung und -verarbeitung wird durch die kombinierten Ein- und Ausgänge VZ_1, VZ_2 und VZ_E erreicht. Durch seine spezielle β-Beschaltung dient der obere linke Schaltkreis zur Ausgabe des Operanden- und Operatorenvorzeichens sowie des Vorzeichens des Ergebnisses. Die VZ_1, VZ_2, VZ_E der anderen Schaltkreise sind als Eingang für die VZ-Signale geschaltet.

Die Antivalenzschaltungen, Halbadderketten, Vorzeichensignale und Übertragsein-

gänge und -ausgänge sichern die Möglichkeit der Zweierkomplementierung und Rekomplementierung.

Die Steuerung erfolgt in jedem Schaltkreis durch ein eigenes Steuerwerk, das durch einen zentralen Takt synchronisiert wird. Es ist auf dem Prinzip der Folgesteuerung aufgebaut und besteht aus Befehlszähler, einem Eingabe- und Ausgabezähler, einem Teilerkomplex als Rechenuhr, einem programmierbaren logischen Feld (PLA) zur Steuersignaldekodierung sowie einem Befehlsregister. Um einen synchronen und definierten Austausch von Daten mit dem Zentralbus zu gewährleisten, werden ein Eingangssignal λ_0 und ein Ausgangssignal λ_1 benötigt. Intern werden beide Signale durch ein Flip-Flop (Master-Slave) abgeblockt. In mathematisch negativem Sinne wird von Schaltkreis zu Schaltkreis das λ_1 mit dem λ_0 des folgenden Schaltkreises verbunden. Der mit einer I-O-Operation beginnende PIS erzeugt intern $\lambda_0 = 1$ und alle folgenden Takte $\lambda_0 = 0$. Dadurch wird wie in einem Schieberegister eine Eins von PIS zu PIS weitergegeben, die dann zur Steuerung von Register 1 und Register 2 sowie der Bustore bei einer Ausgabe dient.

Das Prinzipschaltbild des Steuerwerkes zeigt Bild 16.

Mit dem negierten Interrupt-Signal kann nach jeder ausgeführten Teiloperation unterbrochen und die nächste gestartet werden. Die READY-Leitung liefert die Information, daß das gewünschte Ergebnis von der MD-Einheit für den Zentralbus abrufbereit ist.

Durch Parallelschaltung von λ-Leitungen und Auffächerung der Zentralbusleitung kann ein 8-Bit-PIS mit größeren (ganzzahligen Vielfachen von Acht) Bussystemen zusammenarbeiten. Dadurch wird der Einsatz des PIS für beliebig große Systeme möglich, in der konkreten Ausführungsform wurden Bussystemgrößen von 8 bis 64 bit und einfacher bis achtfacher Genauigkeit möglich, Größen also, die für jede Anwendungsmöglichkeit ausreichend sind.

Ein 8-Bit-PIS muß in einem 60poligen, ein 4-Bit-PIS in einem 40poligen Gehäuse untergebracht werden.

Die Funktionsweise der MD-Einheit soll nochmals anhand einer Multiplikation an einem System der Zentralbusbreite von 8 bit und doppelter Genauigkeit demonstriert werden.

Im „Ruhezustand" (Z1) ist in allen PIS der Bus 1 auf das Befehlsregister geschaltet. Wird auf den Bus eine 1-0-Kombination des auszuführenden Befehls gelegt und $\overline{\text{INTERRUPT}} = 1$ gesetzt, übernehmen die Befehlsregister aller PIS den Befehl. Nach Anlegen

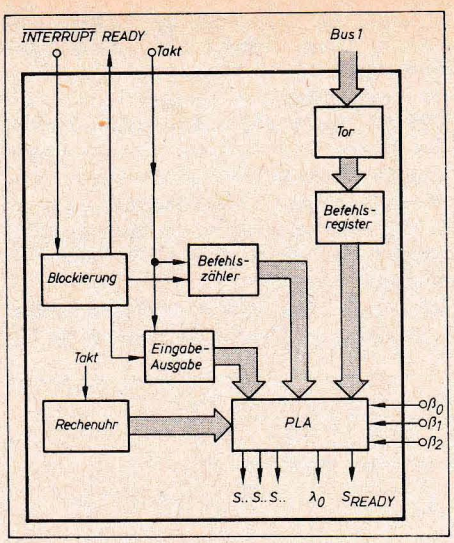


Bild 16: Steuerwerk des PIS

der höchsten Stellen des Multiplikanden an den Bus wird erneut $\overline{\text{INTERRUPT}} = 1$, der Befehlszähler schaltet auf „Einschreiben des Multiplikanden" (Z2), im oberen linken Schaltkreis wird $\lambda_0 = 1$ erzeugt, und Register 1 übernimmt die Zahl. Im nächsten Takt erhöht der Eingabe- und Ausgabezähler (I-O-Zähler) um Eins, für den oberen linken PIS werden $\lambda_0 = 0$ und $\lambda_1 = 1$, damit übernimmt der obere rechte Schaltkreis den niederwertigen Teil des Multiplikanden. Im folgenden Takt werden die I-O-Zähler und die λ-Flip-Flops zurückgesetzt. Mit $\overline{\text{INTERRUPT}} = 1$ erhöht der Befehlszähler auf „Einschreiben des Multiplikators" $(Z3)_X$. Im rechten oberen Schaltkreis wird nun $\lambda_0 = 1$, und Register 1 des PIS übernimmt die niederwertigsten Stellen des Multiplikators. Im nächsten Takt übernimmt der darunterliegende Schaltkreis durch die λ-Steuerung den zweiten Teil der Zahl. Damit liegen beide Operanden am asynchronen RIS-Block als positive Zahlen an. Im folgenden Takt schaltet der Befehlszähler auf „Rechnen" (Z4), die Rechenuhr schaltet ein und liefert in diesem konkreten Fall nach etwa 2,6 μs das READY-Signal. In dieser Zeit liegt das Produkt an den Registern 2 der rechten und unteren PIS und wird in sie übernommen. Mit erneutem $\overline{\text{INTERRUPT}}$ wird rechts oben beginnend das Ergebnis in vier Takten ausgegeben. Danach geht der Befehlszähler in den Zustand Z1 über und löscht alle alten Informationen der PIS.

Schlußbemerkungen

Die im Beitrag angegebenen Zahlenwerte entspringen einem bis zum Groblayout ausgeführten Entwurf eines MD-Feldes und sind die Abschätzungen für den ungünstigsten Fall. Bei Einführung von Beschleunigungen im RIS und Optimierung des Befehlssignalweges im PIS sind höhere Operationsgeschwindigkeiten denkbar.

Die komplette Darstellung bis zur I^2L-Schaltung und darüber hinaus würde den Rahmen eines Zeitschriftenartikels sprengen. Deshalb wurde besondere Ausführlichkeit im allgemeinen Funktionsprinzip und in einigen Detailfragen angestrebt.

Als entscheidender Nachteil des Konzepts stellen sich zweifellos die hohen Anschlußzahlen der Gehäuse heraus. Eine Hybridchipmontage zu fertigen Einheiten wäre ein überlegenswerter Ausweg.

Der entscheidende Vorteil des Systems ist der mögliche universelle Einsatz vom Mikrorechner bis zum Großrechner und darüber hinaus in vielen Spezialanwendungen (Digitalfilter usw.). Diesem Vorteil zugunsten müßten die angesprochenen Nachteile in Kauf genommen werden.

Literatur

[1] Täschner, G.: Asynchrone digitale Multipliziereinheiten – ein Beitrag zur Klassifikation. Ableitung der Elemente und Strukturen und technische Realisierung. Dissertation an der Sektion 9 der TU Dresden 1973

[2] Knüpfer, A.: Technik digitaler Rechenanlagen. Berlin: VEB Verlag Technik 1969

[3] Rechenberg, P.: Grundzüge digitaler Rechenautomaten. München, Wien: R. Oldenbourg Verlag 1968

[4] Freitag, H.: Binäre Paralleladdierer. radio fernsehen elektronik 21 (1972) H. 5, S. 163–166; H. 6, S. 199–203

[5] Gosling, J. B.: Design of large high-speed binary multiplier units. Proc. of the IEE 118 (1971) H. 3/4, S. 499–505

[6] Shorley, M.: High-speed arithmetic in binary computers. Proc. of the IRE 49 (1961) H. 1, S. 67–91

[7] Christiansmeier, G.: Digitale Informationsverarbeitung. radio fernsehen elektronik 20 (1971) H. 3, S. 83 und 84; H. 4, S. 115

[8] Fenwick, P. M.: Binary multiplikation with overlapped addition cycles. IEEE Trans. on Computers C-18 (1969) H. 1, S. 71–74

[9] Tran van Tien: Beitrag zur Theorie und Technik von Rechenwerken mit zellularer Struktur. Dissertation an der Sektion 9 der TU Dresden

[10] Krahl, I: Realisierungsmöglichkeiten der Arithmetik- und Logikeinheiten (ALU) in I^2L-Mikroprozessoren. Diplomarbeit an der Sektion 9 der TU Dresden 1976

[11] Albrecht, W.; Groß, W.: Fortschritte der bipolaren digitalen Schaltungstechnik. radio fernsehen elektronik 26 (1977) H. 23/24, S. 760–765

[12] Crippen, R. E.: Microprogram sequencer utilizing I^3L-technology. International Solid State Circuits Conference 1976, S. 98 und 99

[13] Cappa, M.; Hamacher, v., C.: An augmented iterativ array for high-speed binary division. IEEE Trans. on Computers C-22 (1973) H. 2, S. 172–175

Dipl.-Ing. und Ing.

übernehmen Entwicklung und Bau elektr. Rationalisierungsmittel.
Werkstatt vorhanden.

Zuschr. an **Fil. 164 021 DEWAG, 1054 Berlin**

Sonderangebot

Serviceanleitungen Stereoport SRE 100 zum Preis von 6,–M je Stück an interessierte Amateure abzugeben.

Zuschr. an **VEB Meßgerätewerk Zwönitz** Abt. Kundendienst, Telefon 4313, 9417 Zwönitz, Schillerstr. 13

Phasenregelkreis in Dünnschicht-Hybridtechnik

HEINZ BÖRNER und
WINFRIED SCHMIDT

Mitteilung aus dem Institut für Elektronik
der Akademie der Wissenschaften der DDR

Phasenregelkreise, auch als Phasenkopplungssysteme oder Phase-locked Loops (PLL) bezeichnet, werden zur Frequenz- und Phasenmodulation und -demodulation, Drehzahlregelung und für andere Zwecke in der Nachrichten-, Regel- und Meßtechnik angewandt. Ihre Grundbausteine sind ein Phasendetektor PD, ein Tiefpaßfilter F(ω) und ein spannungsgesteuerter Oszillator VCO [1] [2]. In diesem Beitrag wird eine unter Verwendung der Dünnschicht-Hybridtechnik aufgebaute und multivalent verwendbare Phasenregelschaltung beschrieben, ein einfaches Anwendungsbeispiel verdeutlicht die Aussagen.

Schaltung und Aufbau

Bild 1 zeigt die Schaltung des Phasenregelkreises. Als Phasendetektor wird der integrierte Doppelgegentaktmischer B 222 D vom HFO benutzt. Das aktive Filter ist mit dem Operationsverstärker A 109 aufgebaut. Als spannungsgesteuerter Oszillator wird die in [3] beschriebene Dünnschicht-Hybridschaltung verwendet.

Im Bild 2 sind die integrierten Baugruppen mit der Außenbeschaltung, durch die die Einstellung auf den jeweiligen Anwendungsfall erfolgen kann, dargestellt. C_1 und C_5 sind Koppelkondensatoren für die VCO- bzw. Eingangsspannung. C_3 und C_4 blocken wechselstrommäßig ab. Die Widerstandsketten an den Eingängen 6/14 und 7/9 des Phasendetektors dienen der Nullpunktkorrektur. Die Parameter des aktiven Tiefpasses werden durch C_9, R_{18} und R_{19} bestimmt. Die Frequenzkorrektur des A 109 ist fest eingestellt. C_{10} bestimmt die VCO-Mittenfrequenz f_m. Mit R_{20} und R_{21} kann der Temperaturkoeffizient des VCO beeinflußt und seine Frequenz feinabgeglichen werden. Den Aufbau der Schaltung zeigt Bild 3. In der Tafel sind die technischen Daten zusammengestellt.

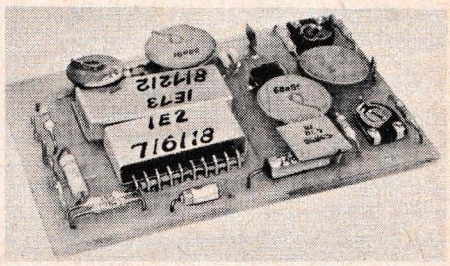


Bild 3: Aufbau der Schaltung

Anwendungsbeispiel

Als Anwendungsbeispiel soll der Schaltkreis als Demodulator für frequenzmodulierte Signale dimensioniert werden. Gesendet werde eine Mittenfrequenz von 70 kHz, die bei einem Frequenzhub f_{Hub} von $\pm$ 10 kHz durch einen Informationsprozeß mit der oberen Grenzfrequenz $f_{mod} = 2$ kHz moduliert sei. Das Signal stehe am Eingang mit einer Spannung von $U_{E\,eff} = 30$ mV zur Verfügung. Der Phasenhub des Signals beträgt damit $\Phi = f_{Hub}/f_{mod} = 5$. Die Gesamtbandbreite B des modulierten Eingangssignales ist näherungsweise $B = \pm (f_{Hub} + f_{mod}) = \pm$ 12 kHz.

Die Schaltung nach Bild 1 entspricht einem Phasenregelkreis 2. Ordnung mit proportional integrierendem Filter. Zur Dimensionierung der Außenbeschaltung für das beschriebene Signal werden die genannten Formeln und einige Grundbeziehungen aus der Theorie des PLL verwendet, die hier ohne Herleitung angegeben werden. Die Zusammenhänge werden ausführlich in der Literatur [1] behandelt.

Die Mittenfrequenz des VCO wird auf 70 kHz eingestellt. Dazu wird $C_{10} = 0{,}833$ nF gewählt. Der Wert läßt sich durch Parallelschaltung zweier Kondensatoren der Normreihe, 820 pF und 12 pF, ausreichend genau realisieren.

Damit der Phasenregelkreis in der gesamten Übertragungsbandbreite eingerastet bleibt, muß sein Haltebereich $\Delta\omega_H$ mindestens $\pm 2\pi(f_{Hub} + f_{mod}) = \pm 75\,400$ rad/s betragen. Der Haltebereich eines Phasen-

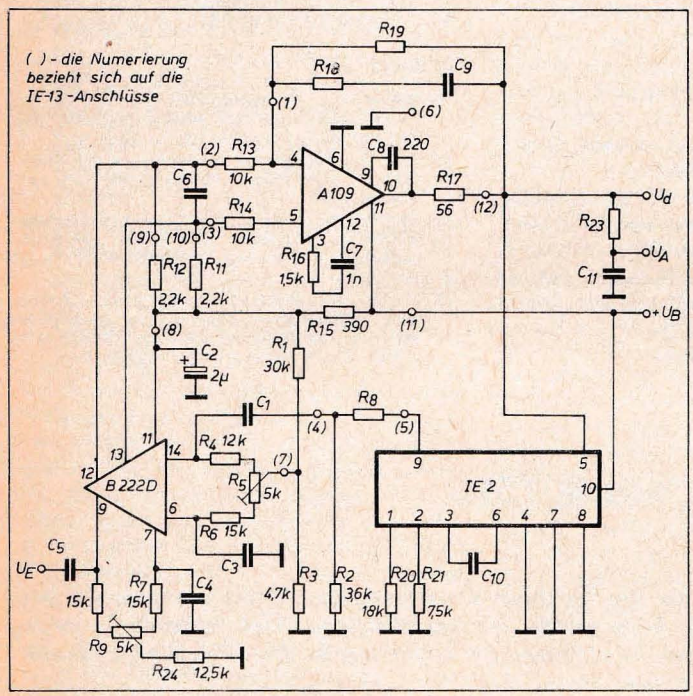


Bild 1: Schaltung des Phasenregelkreises

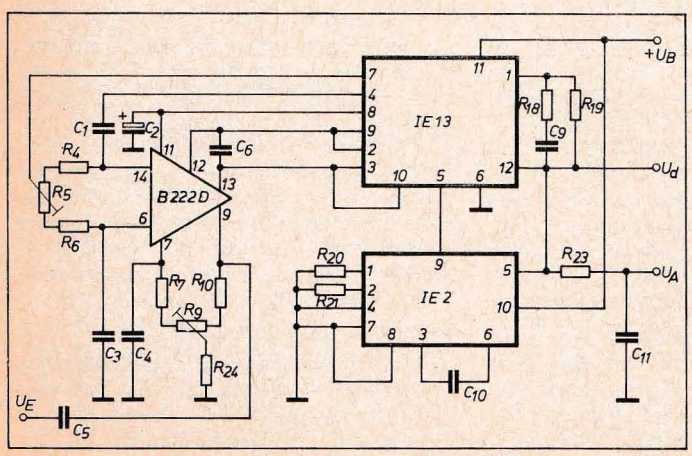


Bild 2: Außenbeschaltung der intergrierten Baugruppen

Technische Daten

Betriebsspannung U_B	+20 V
Gesamtstromaufnahme	21 mA
Grenzfrequenz f_g	300 kHz
maximale Eingangsspannung $U_{E\,eff}$	30 mV
Mittenfrequenz des VCO bei etwa 10 V an Pin 5	$f_m(\text{in Hz}) = \frac{5{,}8 \cdot 10^4}{C_{10}(\text{in nF})}$
linearer Aussteuerbereich des VCO entsprechend etwa (10 $\pm$ 1,75) V an Pin 5	$\pm$17,5 % von f_m
Steilheit des VCO	$S = 0{,}2\pi f_m \frac{\text{rad}}{\text{sV}}$
Amplitude am PD-Ausgang	$\hat{U}_{PD} = 68{,}3 \cdot U_{E\,eff}$
Gleichstrom-Filterübertragungsfaktor	$F(0) = \frac{R_{19}}{10\,\text{k}\Omega}$

regelkreises ist gleich seiner Gleichstrom-Gesamtverstärkung

$$|\Delta\omega_H| = V = U_{PD}\,F(0)S$$

Daraus bestimmt man durch Einsetzen und Umordnen

$$R_{19} = \frac{10\,k\Omega\,|\Delta\omega_H|}{68{,}3\,U_{E\,eff}\,S} = 8{,}37\,k\Omega$$

Gewählt wird der etwas größere Wert 10 kΩ. Damit ergibt sich eine Gesamtverstärkung von ±90 000 rad/s entsprechend ±14,3 kHz. Dieses Intervall ist etwas größer als der lineare Aussteuerbereich des VCO, der in diesem Fall den Haltebereich exemplarabhängig auf 13...14 kHz begrenzt.

Weiterhin müssen Eigenfrequenz ω_n und Dämpfung ζ der Übertragungsfunktion des PLL festgelegt werden. Mit einer Dämpfung von $\zeta = 0{,}5$ ergibt sich ein günstiges Signal-Rausch-Verhältnis. Für die Eigenfrequenz erhält man aus einer Betrachtung der maximalen Änderungsgeschwindigkeit, die im Modulationsprozeß auftreten kann, die Näherungsformel

$$\omega_n = 2\pi f_{mod}\sqrt{\Phi}$$
$$= 28\,100\ rad/s$$

Um Eigenfrequenz und Dämpfung auf die erforderlichen Werte einzustellen, müssen zwei Zeitkonstanten des aktiven Tiefpasses

$$\tau_1 = C_9(R_{18} + R_{19})$$

und

$$\tau_2 = C_9 R_{18}$$

entsprechend dimensioniert werden. Es gelten

$$\omega_n = \sqrt{\frac{V}{\tau_1}}$$

$$\zeta = \frac{\omega_n}{2}\sqrt{\tau_2 + \frac{1}{V}}$$

$R_{19} = 10\,k\Omega$ ist bereits festgelegt. Für C_9 und R_{18} erhält man aus den letztgenannten

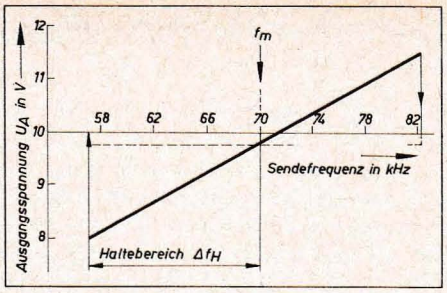


Bild 4: Übertragungsfunktion

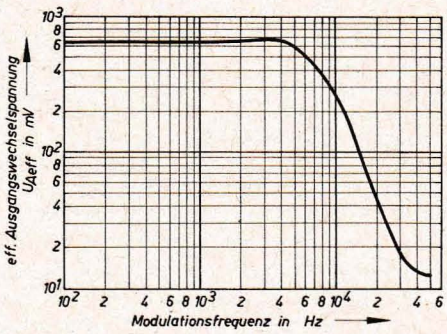


Bild 5: Statische Kennlinie

Beziehungen die Bestimmungsgleichungen und Werte

$$C_9 = \frac{\frac{V}{\omega_n^2} - \frac{2}{\omega_n} + \frac{1}{V}}{R_{19}} = 8{,}95\,nF$$

$$R_{18} = \frac{\frac{2\zeta}{\omega_n} - \frac{1}{V}}{C_9} = 2{,}74\,k\Omega$$

Gewählt wurden aus der Normreihe E 12 $C_9 = 8{,}2$ nF und $R_{18} = 2{,}7$ kΩ.
Als Koppelkondensatoren für die Eingangs- und Oszillatorschwingung wurden $C_1 = C_3 = C_4 = C_5 = 68$ nF gewählt. Mit $R_{20} = 18\,k\Omega$ und $R_{21} = 7{,}5\,k\Omega$ ergibt sich ein geringer Temperaturkoeffizient der Oszillatorfrequenz; er kann bei Bedarf noch experimentell minimiert werden.

Um die Tiefpaßwirkung der Regelschleife zu verbessern und damit Störamplituden wirksamer auszufiltern, wurde dem Ausgang U_d ein RC-Glied mit $R_{23} = 10\,k\Omega$ und $C_{11} = 2{,}2$ nF ($f_g = 8$ kHz) nachgeschaltet und $C_6 = 4{,}7$ nF eingefügt.
An der so dimensionierten Schaltung wurde die im Bild 4 gezeigte statische Kennlinie gemessen, deren Aussteuer- und Haltebereich gut mit den theoretischen Werten übereinstimmen. Die experimentell ermittelte Übertragungsfunktion der Schaltung zeigt Bild 5. Die erreichte Eigenfrequenz von etwa 4,5 kHz entsprechend $\omega_n = 28\,270$ rad/s genügt gut der gestellten Anforderung.

Schlußbemerkung

Es wurde ein aus DDR-Bauelementen in Dünnschicht-Hybridtechnik aufgebauter Phasenregelkreis von kleinen Abmessungen (55 mm × 85 mm) und geringer Masse (26 g) beschrieben. Die Hybridschaltkreise enthalten auf Glassubstrat aufgedampfte CrNi-Widerstände, die rechnergestützt abgeglichen werden [4], verzinnte NiFe-Leitbahnen sowie monolithisch integrierte Schaltkreise, Transistoren und Kondensatoren in Chip-Ausführung und wurden in KME-3-Gehäusen verkappt. Sie sind z. B. für Telemetriesysteme, Frequenzmessung, Frequenzsynthese, Drehzahlregelung, Synchronisierschaltungen und ähnliche Anwendungen vielseitig einsetzbar.

Literatur

[1] Börner, H.: Phasenregelungssysteme in der Nachrichten-, Meß- und Regelungstechnik. Berlin: VEB Verlag Technik 1976
[2] Best, R.: Theorie und Anwendungen des Phase-locked Loop. Aarau (Schweiz) Stuttgart: AT-Verlag 1976
[3] Börner, H.: Entwurf eines temperaturstabilen spannungsgesteuerten Oszillators. Nachrichtentechnik · Elektronik 23 (1973) H. 12, S. 467 bis 469
[4] Börner, H.: Mikroprozessorgesteuerte Anlage zum funkenerosiven Abgleich von Dünnschichtwiderständen. Nachrichtentechnik · Elektonik 29 (1979) H. 3, S. 107 und 108

Mikrorechner-Entwicklungssystem mit K 1510

STEFAN GÖTZE,
WERNER LIEBICH und
HEINZ-DIETRICH WUTTKE

Mitteilung aus der Sektion Technische und Biomedizinische Kybernetik der TH Ilmenau

Ein Entwicklungssystem auf der Grundlage des Mikrorechners K 1510 soll in diesem Beitrag vorgestellt werden. Seine geräte- und programmtechnischen Bestandteile werden erläutert, wobei auch auf Möglichkeiten der Anpassung an unterschiedliche Anwenderforderungen hingewiesen wird.

Einsatz von Entwicklungssystemen

Die Fortschritte auf dem Gebiet der Mikroelektronik ermöglichen in zunehmendem Maße, frei programmierbare Funktionselemente ökonomisch einzusetzen. Mit der Einführung dieser Technik in die Geräteentwicklung bieten sich den Anwendern qualitativ neue Methoden des Systementwurfes [1].
Gegenwärtig zeichnet sich ab, daß beim Entwurf mikrorechnergesteuerter Geräte ein zunehmend höherer Anteil für die Software-Entwicklung zu erbringen ist.
Die anfallenden Arbeiten bei der Programmentwicklung haben teilweise Routinecharakter und sind algorithmisch eindeutig erfaßbar. Es ist deshalb naheliegend, die Routinearbeiten einem Kleinrechner oder einer EDV-Anlage als Wirtsrechner zu übertragen. Steht kein Wirtsrechner zur Verfügung, ist es auch möglich, eine entsprechend ausgerüstete Mikrorechnerkonfiguration für die Programmerstellung zu nutzen.
Die Gesamtheit der zu einer solchen Konfiguration gehörenden Geräte und systemresidenten Betriebsprogramme wird als Mikrorechner-Entwicklungssystem bezeichnet.
Charakteristische Programmteile eines solchen Entwicklungssystems sind die sogenannten Entwicklungshilfsprogramme, die einzelne Stufen der Programmerstellung unterstützen. Das hier vorgestellte System wird für die Erstellung von Anwenderprogrammen in der Forschung und in der praktischen Ausbildung der Studenten genutzt [2].

Gerätetechnische Bestandteile

Grundlage für das Entwicklungssystem bildet der Mikrorechner K 1510 [3]. Die Gerätekonfiguration des Entwicklungssystems ist dem Bild 1 zu entnehmen.
Ausschlaggebende Kriterien für die Auswahl dieser Konfiguration waren:

- Dialogorientierte Bedienung
  Als Kommandogerät wird ein Bildschirmterminal verwendet, dem die Bedienerführung zugeordnet ist. Dieses Gerät ermöglicht die Kommunikation mit dem

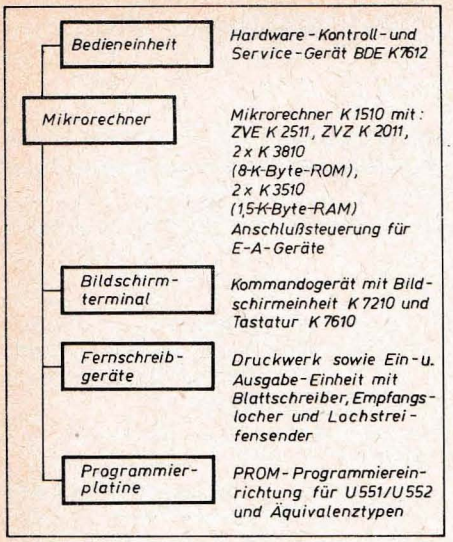


Bild 1: Gerätetechnische Bestandteile

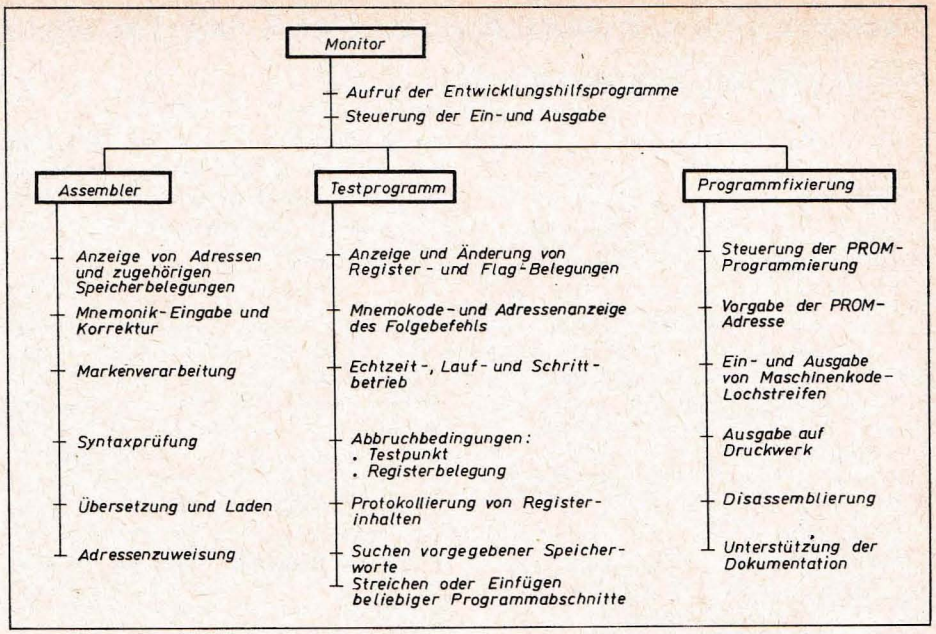


Bild 2: Programmtechnische Bestandteile ▶

Rechner bei der Arbeit mit den Entwicklungshilfsprogrammen.

- Ein- und Ausgabe über Datenträger
  Die Datenein- und -ausgabe erfolgt mit Hilfe von Fernschreib-Lochbandgeräten. Mit einer Programmierplatine können Anwenderprogramme in programmierbaren Festwertspeichern fixiert werden.
- Erstellung von Klarschriftbelegen
  Für die Programmdokumentation findet ein Fernschreiber Verwendung.
- Erkennung von Hardware-Fehlern
  Zur Überprüfung der Funktion des Mikrorechners wird eine Bedieneinheit eingesetzt.
- Modularaufbau und Standard-Anschlußbedingungen
  Das Entwicklungssystem wurde unter Verwendung industriell verfügbarer Baugruppen und Geräte der DDR-Produktion aufgebaut.

Mit dieser Gerätekonfiguration wurde eine kostengünstige Realisierung eines Entwicklungssystems geschaffen, das bereits einem großen Teil von Anwendungsfällen genügt [4]. Kosteneinsparungen ergeben sich im wesentlichen aus dem Einsatz der Fernschreibtechnik und der Verwendung einer Programmierplatine. Diese Programmierplatine wurde speziell für diesen Zweck entwickelt [5]. Bestehen höhere Anforderungen an Geschwindigkeit und Bedienkomfort, kann die Fernschreibtechnik durch schnellere Ein- und Ausgabegeräte ersetzt werden. Weiterhin ist die Verwendung des handelsüblichen Programmierzusatzes (K 0410) anstelle der Programmierplatine möglich.

Programmtechnische Bestandteile

Das Programmsystem bietet eine wirkungsvolle Unterstützung bei der Assemblierung, Testung und Fixierung von Anwenderprogrammen. Besonderer Wert wurde auf die einfache Handhabung und leichte Überschaubarkeit der programmtechnischen Bestandteile des Mikrorechner-Entwicklungssystems gelegt.

Von den Entwicklungshilfsprogrammen werden weniger als 8 K Byte ROM-Kapazität belegt. Die RAM-Kapazität wurde zunächst auf 1,5 K Byte beschränkt. Hiervon beansprucht die Arbeit mit den Entwicklungshilfsprogrammen noch 0,25 K Byte, so daß für den Anwender 1,25 K Byte RAM-Bereich zur Verfügung stehen. Die Erweiterung des Arbeitsspeichers durch weitere RAM-Moduln ist möglich.

Eine zusammenfassende Darstellung der programmtechnischen Bestandteile und ihrer Funktionen ist im Bild 2 enthalten.

Mit „Monitorprogramm" werden summarisch Programme für die Anzeige der Betriebsbereitschaft, die Verwaltung der Entwicklungshilfsprogramme und ihres interaktiven Aufrufs sowie zur Steuerung der E-A-Geräte bezeichnet. Die Wirkung des Monitorprogrammes wird für den Bediener nicht explizit erkennbar, da sämtliche Entwicklungshilfsprogramme über Sondertasten aufzurufen sind.

Folgende Entwicklungshilfsprogramme stehen zur Verfügung:

- Assembler

Das Assemblerprogramm ermöglicht den Aufruf und die hexadezimale Anzeige eines beliebigen Arbeitsspeicherbereiches im Umfang von 56 Byte. Der jeweils aktuelle Befehl wird im Mnemokode, seine Adresse in hexadezimaler Form angegeben. Der Assembler gestattet die mnemonische Eingabe der Befehle des Anwenderprogramms und deren Übersetzung in den Maschinenkode. Dabei erfolgen eine Syntaxprüfung und das Laden in den Arbeitsspeicher. Unterprogrammaufruf- und Sprungbefehle können mit symbolischen Adressen (Marken) versehen werden. Die Zuweisung der tatsächlichen Speicheradressen wird ohne nochmalige Assemblierung programmtechnisch realisiert.

- Testprogramm

Das Testprogramm bietet die Möglichkeit, prozessorinterne Register- und Flagbelegungen sowie Belegungen von registeradressierten Speicherplätzen zu überwachen. Mit Hilfe dieses Programms läßt sich die Wirkung des Anwenderprogramms auf die angegebenen Belegungen prüfen. Dieser Test kann wahlweise in Echtzeit-, Lauf- oder Schrittbetrieb erfolgen. Der Folgebefehl wird mit Adresse und Mnemonik angegeben.

Der Abbruch erfolgt im Echtzeitbetrieb bei Erreichen des Testpunktes. Eine zusätzliche Abbruchbedingung kann im Laufbetrieb in Abhängigkeit von einer Registerbelegung (oder einzelner, mit Maske ausgeblendeter Registerbits) formuliert werden. In dieser Betriebsart ist die Protokollierung von Registerinhalten möglich. Um eine befehlsweise Abarbeitung des Anwenderprogramms zu gewährleisten, wurden eine Testmöglichkeit im Schrittbetrieb vorgesehen. Vorteilhaft hierbei ist, daß Sprungbefehle und vereinbarte Unterprogramme verfolgt werden können.

Als zusätzliche Funktionen zur effektiven Testung und Korrektur von Anwenderprogrammen wurde die Suche nach vorgegebenen Speicherworten sowie das Streichen bzw. Einfügen von Programmabschnitten aufgenommen. Beim Streichen oder Einfügen werden die Programmteile lückenlos aneinandergefügt und die Adressen derart umgerechnet, daß das Anwenderprogramm weiterhin lauffähig bleibt.

- Programmfixierung

Dieses Entwicklungshilfsprogramm besteht aus mehreren eigenständigen Teilprogrammen. Hervorzuheben ist die Unterstützung des Anwenders bei der Implementierung seines Programms in programmierbaren Festwertspeichern (PROM) sowie bei der Erstellung der Programmdokumentation.

Die PROM-Programmierung erfolgt über die Programmierplatine, welche der Mikrorechner steuert. Dabei wird die Anzahl der Programmierzyklen optimiert und angezeigt. Der Informationsinhalt wird direkt aus einem RAM-Bereich des Arbeitsspeichers in den Festwertspeicher übertragen.

Zur Erstellung einer übersichtlichen Programmdokumentation übernimmt ein Teilprogramm die Formatgestaltung und Bezeichnung der Druckbögen, stellt die Befehle im Mnemokode bereit, ermöglicht die Eingabe von Kommentaren und steuert die Ausgabe durch den Fernschreiber.

Zugunsten eines minimalen RAM-Bedarfs wurde von der aus der Rechentechnik bekannten Methode der Programmeditierung abgewichen, indem keine Speicherung des mit Kommentaren versehenen Quelltextes erfolgt. Jedoch werden Teilfunktionen eines Editorprogramms wie z. B. Eingabe des Quellprogramms im Mnemokode, Einfügen

Programmierbares Koppelfeld mit IEC-Bus-Schnittstelle

Anwendung und Programmierung

Dipl.-Ing. PETER JAKUBIK

Mitteilung aus der Sektion Informationstechnik der Technischen Universität Dresden

Die wesentlichen Grundlagen des byteseriellen-bitparallelen Interfaces (IEC-Bus) sind u. a. in [1] dargestellt worden, weitergehende Ausführungen zum Steuerungsablauf und zu den Interface-Funktionen sind in [2] [3] gegeben. In diesem Beitrag soll ein Anwendungsbeispiel zur Programmierung und Realisierung eines Gerätes mit IEC-Bus-Schnittstelle vorgestellt werden.

Bei der Lösung automatischer Meß- und Prüfaufgaben spielen Meßstellen- und Meßgeräteumschalter eine wichtige Rolle. Insbesondere in kleinen und mittleren Systemen eignen sich dazu programmierbare Koppelfelder. Umfangreichen Anordnungen sind aus ökonomischen Gründen Grenzen gesetzt. Die Kosten wachsen näherungsweise quadratisch mit Erhöhung der Anzahl der Koppelfeldeingangsleitungen. Das Koppelfeld kann in Form einer vollständig oder unvollständig mit Schaltelementen besetzten Matrix angeordnet werden.

Die Grundstruktur eines Meß- und Prüfautomaten mit einem programmierbaren Koppelfeld als Kernstück ist im Bild 1 dargestellt [4]. Diese Konfiguration mit einem byteseriellen-bitparallelen Linien-Interface (Bus) nach der IEC-Norm [5] ist insbesondere für Meß- und Prüfautomaten im Labor und Prüffeld geeignet, wo es auf eine große Flexibilität und schnelle Umrüstbarkeit ankommt. In einem solchen System hat das Koppelfeld die Aufgabe, in Abhängigkeit vom Steuerprogramm für die automatische Messung bzw. Prüfung die notwendigen Verbindungen zwischen den Signalquellen, dem Meßobjekt (einzelnen Bauelementen, Leiterkarten oder Baugruppen) und den Meßsystemen herzustellen.

Anwendung

Zur Demonstration der Möglichkeiten eines über den IEC-Bus programmierbaren Koppelfeldes als Meßstellenumschalter und als Mittel zur Strukturorganisation der Signalquellen, der Meßsysteme und des Meßobjektes sollen im folgenden zwei einfache Beispiele vorgestellt werden.

Bild 2 zeigt eine Geräteanordnung zur Lösung verschiedener Meß- und Prüfaufgaben. Die Funktionsblöcke sind am IEC-Bus angeschlossen und werden über ein Steuergerät programmiert. Als Signalquelle wird hier ein Sinusgenerator mit programmierbarer Frequenz eingesetzt. Für die Stromversorgung des Meßobjektes steht ein stabilisierter Netzteil mit den zur Speisung notwendigen Spannungen zur Verfügung.

Meßobjekte sind z. B. verschiedene NF-Schaltungen oder passive lineare Netzwerke, an denen eine Reihe gleicher oder ähnlicher Messungen durchzuführen sind. Geringe Abweichungen bezüglich der Pin-Kompatibilität der einzelnen Meßobjekte sind unkritisch, da ein Teil des Koppelfeldes zur Anschlußsortierung verwendet werden kann. Als Meßgerät wird ein AC-DC-Digitalvoltmeter eingesetzt. Die folgende Meßwertverarbeitung und -auswertung hängt ab von der Art der zu bestimmenden Systemparameter, von den Eingangsgrößen der Stimuli, den Systemeigenschaften des Meßobjektes und der Form der Zwischenspeicherung (Lochstreifen, RAM, Druckbild, Terminal). Im allgemeinen kann diese Aufgaben einschließlich der Steuerung und Programmierung des Systems ein Mikrorechner übernehmen. Anhand der im Bild 2 dargestellten Meßanordnung soll die zentrale Stellung des programmierbaren Koppelfeldes verdeutlicht werden.

Durch das Steuergerät wird das Koppelfeld veranlaßt, die einzelnen Matrixpunkte so zu setzen, daß die entsprechenden Strukturen zur Lösung verschiedener Meßaufgaben entstehen:

1. Meßwerterfassung zur Ermittlung von Übertragungsfaktoren
   - bei bestimmten Frequenzen
   - zwischen allen interessierenden U_{a}-U_{e}-Strecken, z. B. von U_e nach U_{a1} (Matrixpunkte Z00Sp08 und Z01Sp09 gesetzt), von U_e nach U_{a2} (Matrixpunkte Z00Sp08 und Z01Sp10 gesetzt)
2. Meßwerterfassung zur Bestimmung von Impedanzen
   - Impedanzen an verschiedenen Punkten der Schaltung (gegen Masse)
   - Eingangsimpedanz Z_e (Matrixpunkte Sp06Z00Z01 → U_L und danach Sp08Z00Z01 → U_L')
3. Frequenzgangmessung („langsames Digital-Wobbeln")
   - Es erfolgt die Einspeisung einer zeitvariablen Frequenz (Gleitsinus oder verschiedene diskrete Frequenzwerte).
   - Das Digitalvoltmeter ermittelt die Abtastwerte.
   - Das Steuergerät übernimmt die Programmierung, Initialisierung und Auslösung der Geräte sowie die Meßwertverarbeitung, u. a. unter Berücksichtigung des zeitlichen Maßstabes der Frequenz, der Speicherung, Weiterverarbeitung und Darstellung (z. B. „digitale Wobbelkurve" auf Display oder als Druckbild).
4. Signalverfolgung

   Gemäß einem im Steuergerät gespeicherten Signalverfolgungsplan werden durch ein Anschlußwechsel-Unterprogramm automatische Messungen an bestimmten Prüfpunkten veranlaßt. Das Koppelfeld arbeitet hier als programmierbarer Meßstellenumschalter (z. B. Prüfpunkte U_{a1}, U_{a2}, U_{a3}). Die Werte der Stimuli und Meßbereiche werden dabei im allgemeinen nicht verändert.
5. Pin-Sortierung

   Entsprechend einer kleinen Unterroutine im Steuergerät führt das Koppelfeld eine Initialisierung der Anschlußbelegung für ein bestimmtes Meßobjekt aus. Auf diese Weise wird bei Leiterkarten mit unterschiedlicher Pin-Belegung eine Anschlußsortierung vorgenommen. Die Meßschaltung bzw. die dieser zugrundeliegende Programmroutine braucht daher für glei-

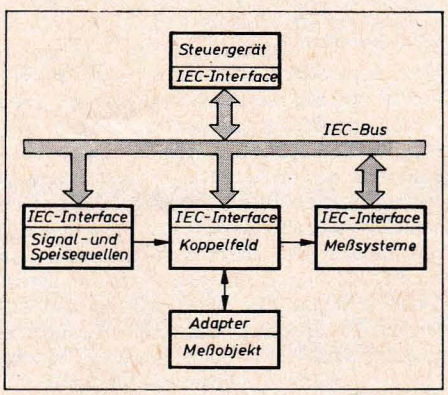


Bild 1: Grundstruktur eines Meß- und Prüfautomaten mit IEC-Bus-Interface

Fortsetzung von Seite 157

oder Streichen von Befehlen und Ausgabe einer kommentierten Programmliste von den beschriebenen Entwicklungshilfsprogrammen übernommen.

Anpassung an Anwenderforderungen

Der modulare Aufbau des Entwicklungssystems gestattet eine wahlweise geräte- und programmtechnische Konfigurierung. Unter Einschränkung des Funktionsumfanges der Entwicklungshilfsprogramme kann der Speicherbedarf auf weniger als 4 K Byte reduziert werden. Andererseits ist der volle Funktionsumfang der Entwicklungshilfsprogramme bereits mit einer minimalen Gerätekonfiguration, bestehend aus Mikrorechner, Fernschreiber und Programmierplatine, zu nutzen. Hierbei wird jedoch der Bedienkomfort eingeschränkt.

Das beschriebene Entwicklungssystem kann auch mit dem Mikrorechner ZE 1 aufgebaut werden.

Die in Eigenentwicklung erstellten Baugruppen (Programmierplatine, Anschlußsteuerung für Fernschreiber und Empfangslocher) und alle Programme des Entwicklungssystems stehen an der TH Ilmenau, Sektion TBK, für eine Nachnutzung zur Verfügung.

Literatur

[1] Technik der Mikrorechner. radio fernsehen elektronik 26 (1977) H. 17 bis 28 (1979) H. 12

[2] Borovski, B.; Liebich, W.; Wuttke, H.-D.: Anwendung von Mikrorechner-Entwicklungssystemen und deren Einbeziehung in die studentische Ausbildung. 24. Internationales Wissenschaftliches Kolloquium der TH Ilmenau, 22.–26. 10. 1979, H. 2, S. 135–140

[3] Reimann, W.: Mikrorechnersystem K 1510. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 7, S. 421–424; H. 8, S. 491–494

[4] Blomeyer-Bartenstein, H. P.: Micro Computer Technik. München: Ing. W. Hofacker GmbH Verlag 1977

[5] Götze, S.; Jankowski, R.; Pfeiffer, V.; Wuttke, H.-D.: PROM-Programmierung. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 8, S. 495–497

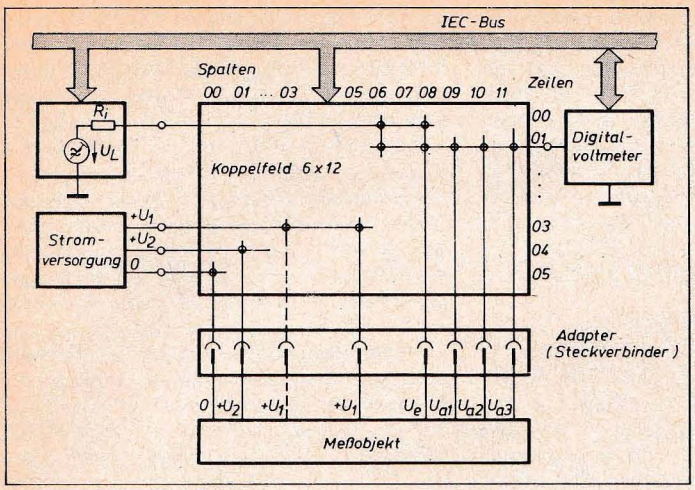


Bild 2: Universelle Schaltungsstruktur zur Ermittlung frequenzabhängiger Parameter eines Meßobjektes

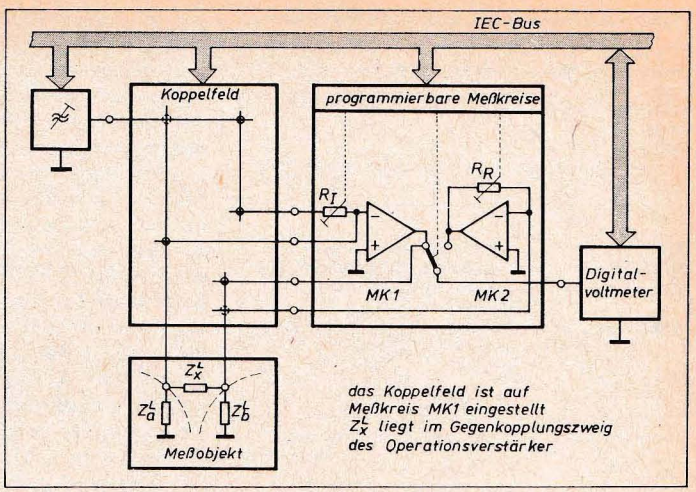


Bild 3: Anordnung zur automatischen Prüfung von Analogschaltungen

che Messungen an nichtkompatiblen Leiterkarten nicht modifiziert zu werden. Sie kann als universelles Unterprogramm bereitgehalten werden.

Im folgenden soll eine weitere Anwendungsmöglichkeit erläutert werden, die praktische Bedeutung bei der automatischen Prüfung von Analogschaltungen besitzt. Es geht hierbei um die programmgesteuerte Realisierung von Meßprinzipien zur Parameterbestimmung von linearen passiven Bauelementen innerhalb gemischter RLC-Netzwerke [6].

Die Anordnung zur Realisierung der automatischen Messung und Prüfung ist im Bild 3 dargestellt. Das Verfahren beruht auf der Separierung einer gesuchten, im allgemeinen komplexen Größe $Z_x^{\triangle}$ mit Hilfe geeigneter Meßkreise (Prinzip: programmierbare, gegengekoppelte Operationsverstärker). In Abhängigkeit von den resultierenden Parametern der parasitären Nebenschlußnetzwerke $Z_a^{\triangle}$ und $Z_b^{\triangle}$ ist alternativ die Meßschaltung MK 1 oder MK 2 auszuwählen, damit die Separierung von $Z_x^{\triangle}$ durch Vernachlässigung des Einflusses durch $Z_a^{\triangle}$ und $Z_b^{\triangle}$ mit der größtmöglichen Genauigkeit gelingt (Bedingungen s. Tafel 1 in [6]). Die notwendigen Vorinformationen über die Parameter der Nebenschlußnetzwerke $Z_a^{\triangle}$ und $Z_b^{\triangle}$ können z. B. vorher durch eine automatische Primärdatenerfassungsmessung (Subroutine des Prüfprogramms) ermittelt werden. Durch Auswertung (z. B. Vergleich mit Entscheidungstabelle) im Steuergerät kann dann das Koppelfeld entsprechend programmiert werden. Dieses stellt die Verbindungen zwischen der zu separierenden Größe $Z_x^{\triangle}$ und dem Meßkreis her, der für das jeweilige Nebenschlußnetzwerk die genaueste Bestimmung von $Z_x^{\triangle}$ zuläßt.

Durch das Steuergerät wird in diesem Beispiel eine einer meßtheoretischen Erwägung entsprechende Veränderung der Systemstruktur (im Sinne einer optimalen Anpassung der Meß- bzw. Prüfschaltung an das Meß- bzw. Prüfproblem) mit Hilfe des programmierbaren Koppelfeldes vorgenommen.

Im folgenden werden einige Aspekte für eine zweckmäßige Programmierung des Koppelfeldes dargestellt, die sich zur Realisierung einer möglichst unkomplizierten Hardware und einer einfachen, universellen Bedienung bei der Erprobung des Gerätes als günstig erwiesen haben.

Programmierung und Konsequenzen für Hardware

Zur Einstellung des Koppelfeldes und aller anderen am Meßsystem angeschlossenen Funktionsblöcke ist ein Steuergerät mit mindestens Controller- und Talkereigenschaften notwendig. Es liefert die zur Programmierung der automatischen Messung und Prüfung erforderlichen Programmworte. Das sind Zeichenketten von i. allg. im ISO-7-Bit-Kode vorliegenden Bytes, die entsprechend den Festlegungen im IEC-Dokument [5] mit dem die Datenübertragung begleitenden ATN-Signal jeweils als Befehle und Adressen oder als Daten gekennzeichnet werden. Festlegungen über Kode und Formate für Geräte mit IEC-Bus-Interface sind in [7] dargestellt.

Bei der Programmierung ist zu berücksichtigen, daß zur Initialisierung und zum Adressieren des Gerätes erst bestimmte Befehle und Adressen gesendet werden müssen. Dann erfolgt die Übertragung der Daten, Unterbefehle und Parameter. Diese werden im Geräte-Interface verarbeitet und bewirken das Setzen bzw. Lösen von Matrixelementen des Koppelfeldes. Demnach gehört dieses Gerät zum Typ Listener, da es nur Daten aufnimmt und verarbeitet, nicht aber selbst ausgibt.

Tafel 1: Befehle, Adressen und Programmierbefehlsliste für das Koppelfeld

Mnemo	ISO-7-Bit-Kodezeichen	Bedeutung, Wirkung
Adressen, Befehle (mit ATN = 1)		
GLö (Gerät Löschen)	SDC	adressierter Befehl; Lösen aller Matrixpunkte, wenn Gerät vorher adressiert wurde
ALö (Automat Löschen)	DCL	Universalbefehl; Lösen aller Matrixpunkte unabhängig von der Adressierung
MTX	1	L-Adresse des Koppelfeldes; es wird als Listener adressiert
UNL	?	UNL-Adresse; Deadressierung des Koppelfeldes (und aller anderen angeschlossenen L-Geräte)
Programmierbefehle und Parameter (Daten, mit ATN = 0)		
X	X	Unterbefehl; Setzen eines Matrixpunktes, zeilenorientiert
L	L	Unterbefehl; Lösen eines Matrixpunktes, zeilenorientiert
V	V	Unterbefehl; Setzen eines Matrixpunktes, spaltenorientiert
U	U	Unterbefehl; Lösen eines Matrixpunktes, spaltenorientiert
W	W	Unterbefehl; Umkehren der Orientierung des vorhergehenden Befehls
Z_i z. B.:	0	Zeilenparameter (Zehnerstelle); Zeilennr. 01
	1	Zeilenparameter (Einerstelle)
S_i z. B.:	0	Spaltenparameter (Zehnerstelle); Spaltennr. 09
	9	Spaltenparameter (Einerstelle)

Die Aufstellung der für das Koppelfeld festgelegten Befehle, Adressen und die Programmierbefehlsliste [8] sind in der Tafel 1 dargestellt. Die aufgeführten Unterbefehle gestatten eine anschauliche und variable Programmierung des Koppelfeldes. Mit der hier vorgestellten „Software" und der dazu aufgebauten Hardware ist es möglich, beliebig lange nur durch die Zahl der vorhandenen Schaltelemente begrenzte Programmworte zu verarbeiten. Durch die Stellungsadressierung der Parameter ergeben sich relativ einfache Lösungen bei der schaltungstechnischen Entwicklung. Das trifft insbesondere dann zu, wenn – wie im vorliegenden Fall – eine sequentielle Abarbeitung und Ausführung der Unterbefehle vorgenommen wird. Es werden also die Matrixelemente nach dem Eintreffen und Auswerten der entsprechenden Informationen nacheinander gesetzt bzw. zurückgesetzt. Bei einer großen Anzahl zu programmierender Punkte kann das für verschiedene Meßaufgaben eine u. U. zu lange Zeit dauern. Die Programmierzeit ergibt sich im wesentlichen aus der Summe der nach jedem Setzen eines Punktes abzuwartenden Beruhigungszeit der verwendeten Reedrelais (einige Millisekunden). Durch eine aufwendigere Hardware-Variante ließe sich dieses Problem jedoch lösen.

Als syntaktische Randbedingungen für die Unterbefehle X, L, U und V wurde festgelegt, daß sie zu Beginn der in beliebiger Zahl zu programmierenden Zeilen- und Spaltenparameter stehen. Sie bilden zusammen den Programmwortkern [9]. Durch diese Unterbefehle wird die eigentliche Programmierung eingeleitet und die Befehlsorientierung festgelegt. Diese bezieht sich stets auf den unmittelbar folgenden Parameterwert. In Abhängigkeit davon, ob es sich um einen spalten- oder zeilenorientierten Befehl handelt, wird der Welt als Zeilen- oder Spaltennummer interpretiert. So hat z. B. die Zeichenfolge L010203 mit dem zeilenorientierten Unterbefehl L die Wirkung: Löse die Matrixpunkte (Zeile 1,

Tafel 2: Zeichenkette für ein Programmierbeispiel

Mnemo bzw. ISO-7-Bit-Kode-Zeichen	ATN	Erläuterungen
.		
.		
.		
(LAB)	0→1	Controller sendet ATN = 1
MTX	1	Koppelfeld wird adressiert
SDC	1	Rücksetzen aller Matrix-elemente
(DAT)	1→0	Controller sendet ATN = 0
X	0	Setze Matrixpunkte
0	0	Zeile 01,
1	·	
0	·	Spalte 03 und
3	·	
0	·	Spalte 04
4	·	
W	·	Löse Matrixpunkt Zeile 01,
0	·	Spalte 03
3	·	
U	·	Löse Matrixpunkt
0	·	Spalte 04,
4	·	
0	·	Zeile 01
1	·	
(LAB)	0→1	Controller sendet ATN = 1
UNL	1	Deadressierung des Koppel-feldes
.		
.		
.		

Spalte 2) und (Zeile 1, Spalte 3). Die Orientierung eines Unterbefehls bleibt so lange erhalten, bis ein neuer Unterbefehl erscheint, der die Wirkung des vorherigen umkehrt (Wechselbefehl W), oder der sie aufhebt und eine andere Abarbeitung der folgenden Parameter vorschreibt.

An der Programmierung sind indirekt noch zwei Steuerzeichen beteiligt. Diese gelangen jedoch nicht als Mehrleitungsnachricht auf den DIO-Bus, sondern werden bereits im Steuergerät intern ausgewertet. Das Steuerzeichen DAT (Daten folgen) erzeugt für die Controller-Funktion eine solche Eingangsbelegung (Lokalsteuernachricht gts), die bewirkt, daß nach beendeter Aussendung von Adressen und Befehlen das ATN-Signal zurückgenommen wird (ATN = 0). Damit können für das Koppelfeld als Programmierdaten vorgesehene Bytes mit der Talker-Funktion ausgesendet werden. Nach der Übertragung des letzten Bytes bewirkt das interne Steuerzeichen LAB (letztes Datenbyte), daß die Controller-Funktion das ATN-Signal wieder auf logisch 1 (TTL-L-Pegel auf ATN-Leitung) setzt und somit alle weiteren auf dem Datenbus (DIO-Bus) erscheinenden Bytes wieder als Adressen und Befehle kennzeichnet.

An einem einfachen Beispiel (Tafel 2) soll die Wirkung der einzelnen Programmwortbestandteile gezeigt werden. Die dargestellte Zeichenkette ist im Speicher des Steuergerätes bereitzustellen. Außer den Steuerzeichen DAT und LAB erfolgt dann die Übertragung des gesamten Programmwortes über den IEC-Bus zum Koppelfeld. Die byteserielle-bitparallele Arbeitsweise des IEC-Bus-Interfaces zieht für die hardwaremäßige Realisierung des IEC-Interface des Koppelfeldes die Konsequenz nach sich, daß eine Serien-Parallel-Wandlung vorgenommen werden muß. Damit erreicht man, daß alle nacheinanderfolgenden, aber gleichzeitig benötigten Informationen zum Setzen oder Rücksetzen eines Matrixelementes parallel am Gerätekern anliegen und die gewünschte Wirkung hervorrufen. Bei der Programmierung ist schließlich zu beachten, daß zu einer Zeit stets nur ein Funktionsblock als Talker adressiert sein darf. Mehrere Geräte vom Typ Listener dürfen prinzipiell adressiert sein. Es ist jedoch zu überprüfen, ob alle Dekoder dieser Geräte nur ausschließlich die für sie bestimmten Daten verarbeiten, sonst kann es u. U. zu nicht beabsichtigten Gerätereaktionen kommen.

Zusammenfassung

Wie aus den vorgestellten Beispielen zu erkennen ist, ergibt sich durch die Einbeziehung eines programmierbaren Koppelfeldes in vielen Fällen die Möglichkeit, ein in seiner Struktur sehr variables Meß- und Prüfsystem zusammenzustellen. Dabei schafft die Anwendung des IEC-Bus-Interfaces die Voraussetzung für eine einfache und überschaubare Systemstruktur. Das gilt für die Zusammenstellung der einzelnen Funktionsblöcke zu einem System und auch für die damit verbundenen programmtechnischen Aufgaben. Außerdem wird dieses Interface vielen Anforderungen gerecht, die an intelligente Meß- und Prüfsysteme gestellt werden. Die Möglichkeiten von Mikrorechnern als Steuer- und Verarbeitungseinheiten sind dabei in hohem Maße nutzbar.

Die hier vorgestellten Aspekte zur Anwendung und Programmierung sollen in einem späteren Beitrag durch die Darstellung der bei der hardwaremäßigen Umsetzung auftretenden Probleme fortgesetzt werden.

Literatur

[1] Baumann, W.: Byteserielles-bitparalleles Interface. Einführung. radio fernsehen elektronik 25 (1976) H. 24, S. 786–788

[2] Feige, U.; Stscherbina, A.: Byteserielles-bitparalleles Interface. Steuerungsablauf und Handshake. radio fernsehen elektronik 26 (1977) H. 23 24, S. 795–798

[3] Feige, U.; Stscherbina, A.: Byteserielles-bitparalleles Interface. Interface-Funktionen und ihr Zusammenwirken. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 3, S. 147–150

[4] Frühauf, U.; Geiger, L.: System- und Programmstruktur von Meß- und Prüfautomaten. Nachrichtentechnik · Elektronik 29 (1979) H. 1, S. 4–6

[5] IEC-Technical Committee No. 66 Electronic Measuring Equipment: Standard interface system for programmable measuring apparatur Part 2: Byte-serial bit-parallel interface system. 66 (Central Office) 22. Nov. 1975

[6] Prange, H.-D.: Automatische Meßkreise zur Prüfung von Analogschaltungen. Nachrichtentechnik · Elektronik 29 (1979) H. 1, S. 18 und 19

[7] IEC-Schriftstück 66 WG3 (Sekretariat) August 1977 und Oktober 1977: Interface system for programmable measuring apparatus byte-serial bit-parallel, Section 7, code and format conventions

[8] Laue, W.: Konzeption eines programmierbaren Koppelfeldes. Diplomarbeit an der Sektion Informationstechnik der TU Dresden 1977

[9] Jakubik, P.: Zur Anwendung des IEC-Bus-Interface bei der Realisierung intelligenter Meß- und Prüfsysteme. Nachrichtentechnik · Elektronik 29 (1979) H. 1, S. 14–16

Stand & Tendenzen

Mechanische frequenzselektive Bauelemente

Teil 2 und Schluß

Dr.-Ing. CHRISTIAN HÄLSIG

Mitteilung aus dem VEB Kombinat Elektronische Bauelemente, Stammbetrieb „Carl von Ossietzky" Teltow

Keramische Filter

Wie bei den Metallresonatorfiltern wird der Filterkörper aus Resonatoren gebildet, die über Koppler mechanisch miteinander verkoppelt werden. Die größte praktische Bedeutung hat dabei das einfachste, mit Elektroden versehene, zweikreisige piezoelektrische Kopplungsfilter mit einem H-förmigen Filterkörper nach Bild 6 erlangt [12] [13] [14].

Die beiden keramischen Resonatoren (gleichzeitig Wandler) werden über den etwa $\lambda/4$ langen Koppelsteg gleichen Materials mechanisch miteinander verkoppelt. Da die beiden Resonatoren (Schenkel des „H"-Körpers) neben Longitudinalschwingungen auch Querschwingungen ausführen, verkoppelt der Steg nicht nur Schub-, sondern auch Kompressionskräfte.

Durch geringfügige geometrische Unterschiede im Filterkörper lassen sich Filter mit unterschiedlichen Parametern, wie Mittenfrequenz, Bandbreite und Selektionsverhalten, gewinnen. In der Tafel 4 sind derartige keramische Filter aus der Produktion des VEB Kombinat Elektronische Bauelemente zusammengefaßt. Dabei bedeuten die Symbole in der Reihenfolge:

Sinterwerkstoff-Piezo-Filter (SPF)
Nennwert der Bandmittenfrequenz in kHz
Variante (Buchstabe oder –)
Nennwert der 3-dB-Bandbreite in kHz
Buchstabe für effektive Mittenfrequenz (z. B. „b" entspricht 457 kHz)

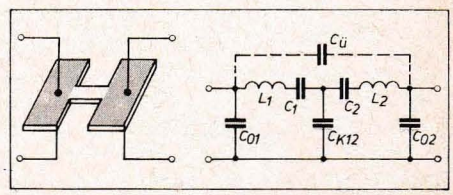


Bild 6: H-förmiges Kopplungsfilter mit Ersatzschaltbild

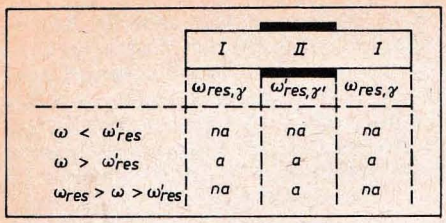


Bild 7: Prinzip „Energy Trapping" für $\omega_{res} > \omega > \omega'_{res}$

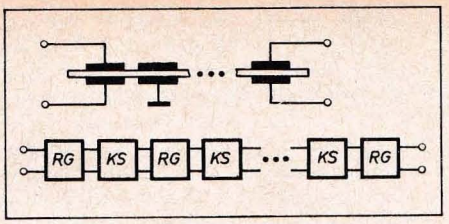


Bild 8: Grundstruktur monolithischer Filter

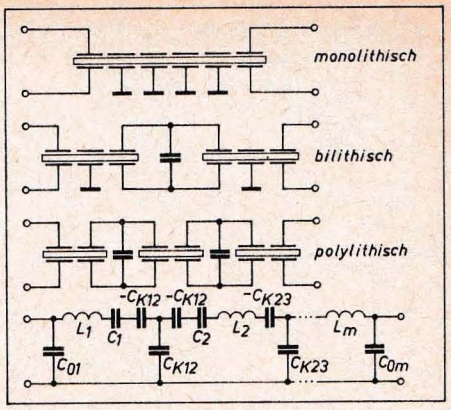


Bild 9: Grundstrukturen monolithischer Filter mit Ersatzschaltbild

Tafel 4: Sinterwerkstoff-Piezofilter des VEB Kombinat Elektronische Bauelemente Teltow

H-Filter für Rundfunktechnik	Kreise	Welligkeit
SPF 455 – 9	2 mechanische	< 1,5 dB
SPF 455 A 6	2 mechanische, 1 elektrischer	< 1,5 dB
SPF 455 B 6	2 mechanische, 2 elektrische	< 1,5 dB
für professionelle Nachrichtentechnik		
SPF 470 C 25	2 mechanische, 2 elektrische	< 1,5 dB
SPF 450 D 10	4 mechanische, 2 elektrische	< 3 dB
SPF 450 R 20	2 mechanische, 2 elektrische	Diskriminatorfilter
Abzweigfilter für professionelle Nachrichtentechnik	**3-dB-Bandbreite**	**Welligkeit**
SPF 450 K 35	35 kHz	≦ 1 dB
SPF 450 K 19	19 kHz	≦ 1 dB
SPF 450 K 10	10 kHz	≦ 1 dB
SPF 3000 – 30	30...40 kHz	≦ 3 dB
SPF 3200 S 20	20...25 kHz	≦ 1,5 dB
SPF 550 – 125	125...155 kHz	≦ 2 dB
Monolithische Filter für Rundfunktechnik	**Kreise**	**Welligkeit**
SPF 10 700 A 190 im Bandmittenfrequenzbereich von 10,6...10,8 MHz	monolithische 4-Kreis-Anordnung	≦ 0,5 dB

Tafel 5: Monolithische Quarzfilter des VEB Kombinat Elektronische Bauelemente Teltow

Typ	Welligkeit in dB	Formfaktor $\frac{B_{60}\,dB}{B_6\,dB}$
MQF 10,7 – 0350	≦ 2	2,1
MQF 10,7 – 1800/1	≦ 1	2,2
MQF 10,7 – 1900	≦ 1	2,3
MQF 70,2 – 1600/1	≦ 0,5	3,4

Wie aus der Tafel 4 ersichtlich ist, setzen sich die Filter aus dem H-förmigen keramischen Filterkörper und bis zu zwei zusätzlichen LC-Kreisen zusammen, wobei der Anwender die Ausführungsform dieser LC-Kreise entsprechend den Vorschriften des Herstellers selbst passend wählen kann. Zur Veränderung des Selektionsverlaufs kann eine Überkoppelkapazität (s. Bild 6) eingefügt werden.

Monolithische Filter

Auf einem piezoelektrischen Substrat (z. B. Quarz, Piezokeramik) sind metallische Elektrodenpaare aufgebracht, die Resonanzgebiete RG bilden. Dadurch ist es möglich, die Schwingungsenergie auf diese Gebiete zu konzentrieren. Die Wellenausbreitung im Substrat (Bild 7) wird allgemein durch

$$\underline{u} = A \exp(\underline{\gamma} x + B \exp(-\underline{\gamma} x) \qquad (15)$$

(hin- und rücklaufende Welle) beschrieben. Ist γ reell, dann folgt aus

$$\underline{u} = C \cosh \gamma x + D \sinh \gamma x \qquad (16)$$

daß die Welle gedämpft wird, d. h. nicht ausbreitungsfähig (na) ist; für $\gamma = j\beta$ folgt

$$\underline{u} = C \cos \beta x + jD \sin \beta x \qquad (17)$$

Die Welle ist ungedämpft, also ausbreitungsfähig (a).

Ist für $\omega < \omega_{res}\,\gamma$ reell und für $\omega > \omega_{res}\,\gamma$ imaginär, dann ergibt sich das im Bild 7 angegebene Schema der Wellenausbreitungsbedingungen.

Durch die Elastizität des Materials klingt die Energie außerhalb des Bereiches II exponentiell ab, so daß eine Verkopplung mit einem weiteren Resonanzgebiet RG möglich ist, wenn beide Gebiete ausreichend dicht (über einen Koppelsteg KS getrennt) beieinander liegen. Somit lassen sich mehrkreisige monolithische Filterstrukturen realisieren (Bild 8).

Wie Gl. (15) zeigt, werden die im Bild 7 dargestellten Abschnitte wiederum durch die allgemeinen Leitungsgleichungen [s. Gl. (12)] beschrieben. Demzufolge wird die Resonanzfrequenz durch die Dicke d der Quarzscheibe (freischwingender Resonator mit $d = \lambda_0/2$) und die darauf befindliche Elektrodenschicht bestimmt. Für 10,7 MHz besitzt die Quarzscheibe eine Dicke von etwa 0,16 mm. Für Frequenzen über 20 MHz ist es üblich, die Oberwellen der Schwinger auszunutzen, da großtechnisch Quarzscheiben mit einer Dicke unter 0,07 mm nur mit hohem Aufwand herstellbar sind. Die Größe des Kopplungsfaktors hängt von den Materialeigenschaften sowie Elektroden- und Stegabmessungen ab. Günstige Realisierungsbedingungen monolithischer Filter liegen im Frequenzbereich von 4...100 MHz.

Die Herstellung mehrkreisiger monolithischer Strukturen ist teilweise mit zu hohem technologischem Aufwand verbunden, so daß sich Kompromißlösungen in Form von bilithischen und polylithischen Filtern durchgesetzt haben (Bild 9). Obwohl durch die kapazitive Verkopplung mehrerer Quarzscheiben die Temperaturstabilität verschlechtert und die Abmessungen des Filters vergrößert werden, besitzen diese Filter wesentlich verbessertes Selektionsverhalten, bedeutend kleineres Volumen und niedrige Herstellungskosten im Vergleich zu Filtern mit Einzelschwingern.

Vom VEB Kombinat Elektronische Bauelemente werden monolithische Quarzfilter [2] und monolithische Piezofilter hergestellt (Tafel 5). Die Bilder 10 und 11 zeigen das Selektionsverhalten der sechskreisigen polylithischen Quarzfilter, deren Resonanzgebiete bei 10,7 MHz im Grundwellenbetrieb und bei 70,2 MHz im Oberwellenbetrieb arbeiten. Diese Filter werden induktiv und mit einem ohmschen Widerstand von 4,7 kΩ abgeschlossen.

Oberflächenwellen-Bauelemente

Auf der polierten Oberfläche eines piezoelektrischen Substrates werden mit einer interdigitalen metallischen Wandlerstruktur geeigneter Abmessungen (Bild 12) Oberflächenwellen (OFW) beidseitig des Wandlers abgestrahlt.

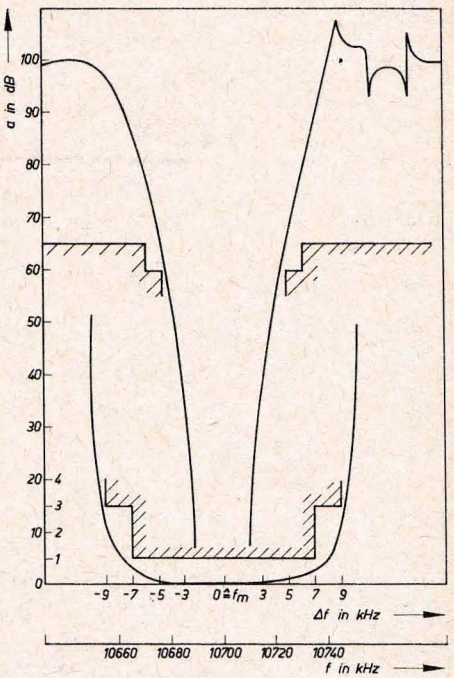


Bild 10: Selektionsverhalten des monolithischen Quarzfilters MQF 10,7 – 1800/1

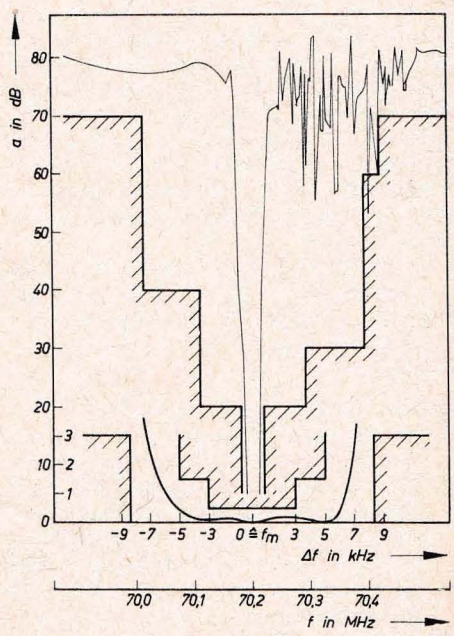


Bild 11: Selektionsverhalten des monolithischen Quarzfilters MQF 70,2 – 1800/1

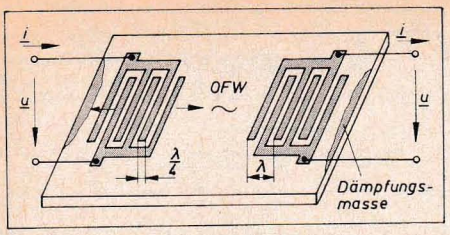


Bild 12: Grundstruktur eines akustischen OFW-Filters

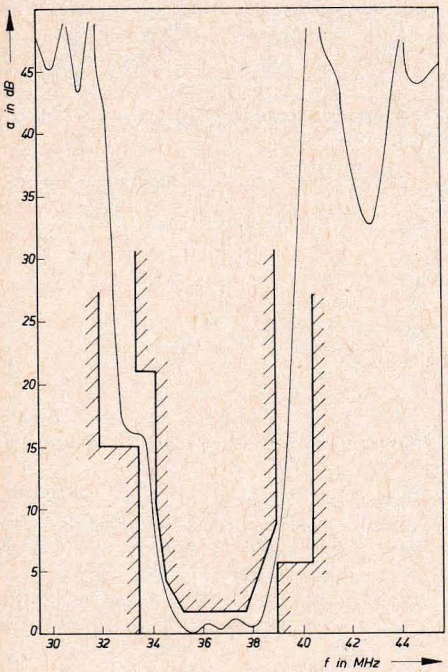


Bild 13: Übertragungsverhalten eines OFW-Filters

Bei diesen von Lord Rayleigh beschriebenen elastischen Oberflächenwellen treten elliptische Partikelbewegungen mit Bewegungskomponenten senkrecht und parallel zur Ausbreitungsrichtung auf. Die Eindringtiefe der akustischen Oberflächenwelle beträgt maximal 3 λ.

In Abhängigkeit von der Ausbreitungsgeschwindigkeit bestimmen Fingerbreite und -abstand die Frequenzlage der selektiven Anordnung. Das Übertragungsverhalten der Anordnung läßt sich durch Fingerzahl, Fingerlänge und -breite (Wichtung der Wandlerstruktur) beeinflussen. Die im Bild 12 dargestellte Dämpfungsmasse verhindert die Reflexion der Oberflächenwelle an der Substratkante.

Die akustische Oberflächenwelle besitzt eine Reihe besonderer Eigenschaften, die die Entwicklung völlig neuartiger, mechanischer, frequenzselektiver Bauelemente ermöglichte:

- Die Ausbreitungsgeschwindigkeit akustischer Oberflächenwellen ist um etwa fünf Größenordnungen geringer als die elektromagnetischer Wellen, damit ergeben sich kleine, für die Mikroelektronik übliche Strukturabmessungen für frequenzselektive Anordnungen und große Verzögerungszeiten auf kurzen Signalwegen.
- Da mit akustischen Oberflächenwellen vielfältige Signaloperationen wie Zeitverzögerung, Signalverdichtung und -ausdehnung, Selektion, räumlich-zeitliche Kodierung und Dekodierung, Steuerung, Speicherung, Korrelation, Transformationen und Verstärkung ausgeführt werden können, geht die Bedeutung der Mikroakustik weit über die mechanische Frequenzselektion hinaus.
- Mit dem Prinzip des Interdigitalwandlers ist ein einfaches Verfahren zur Anregung von Oberflächenwellen entwickelt worden, das sich durch niedrige Herstellungskosten, Kompatibilität mit der Planartechnologie und einheitlicher Technologie zur Herstellung verschiedenartigster mikroakustischer Bauelemente auszeichnet.
- Die OFW-Bauelemente können sowohl den Anforderungen der Konsumgüterindustrie gerecht werden (z. B. Fernseh-ZF-Filter) als auch höchste Parameter der professionellen Nachrichtentechnik (z. B. Optimalfilter für Radartechnik) erfüllen.

Neben dem im Bild 12 gezeigten Transversalfilterprinzip, bei dem durch geeignete Interferenzen der akustischen Wellen besonders breitbandige, frequenzselektive Bauelemente realisiert werden können, lassen sich durch Resonatoranordnungen mit Reflektoren stehende akustische Oberflächenwellen auf dem Substrat und damit schmalbandige Resonator- und Kopplungsanordnungen erzeugen.

Als Substratmaterial haben sich bisher je nach Anwendungszweck besonders Lithiumniobat, Quarz, Lithtiumtantalat, Wismutgermanat, Piezokeramik, aber auch dünne Schichten, z. B. aus Zinkoxid bestehend, bewährt.

Trend

Die Theorie und Technik von Metallresonatorfiltern kann im wesentlichen als abgeschlossen angesehen werden. Eine Erweiterung des Frequenzgebietes deutet sich nicht an. Trotzdem wird diese Erzeugnisgruppe im kommenden Jahrzehnt ihre Bedeutung behalten. Gewisse Parameterverbesserungen und Typenerweiterungen, vor allem aber weitere Rationalisierungsmaßnahmen in der Großserienfertigung, sind zu erwarten.

Der Bedarf an keramischen Filtern wird weiter stark ansteigen. Die bekannten Filterprinzipien sind unter stärkerer Anwendung der monolithischen Technik vor allem durch Einsatz verbesserter Piezoelektrika hinsichtlich Temperaturstabilität und Alterung weiterzuentwickeln. Diese Filter werden nach wie vor vorzugsweise in der Rundfunk- und Fernsehtechnik eingesetzt und damit in Massenproduktion hergestellt werden.

Die monolithischen Quarzfilter werden international bis zum Jahre 1935 eine bedeutende Typenerweiterung erfahren. Der Entwicklungstrend führt besonders zu höheren Frequenzen und größeren Bandbreiten. Auf Grund der Herstellungstechnologie der Substratscheiben (großtechnisch minimale Dicken von 0,05...0,07 mm) und maximaler Ausnutzung der 5. oder 7. Harmonischen bildet jedoch das Frequenzgebiet von etwa 200 MHz eine nicht überschreitbare obere Grenze. Bei der Neuentwicklung von monolithischen Filtern werden nicht nur eine hohe Integrationsrate (Resonanzgebiete je Substrat) und neue Strukturanordnungen, sondern auch die Verwendung bisher nicht üblicher Piezoelektrika bedeutungsvoll sein. Diese monolithtische Technik wird auch noch in den neunziger Jahren für die frequenzselektiven Bauelemente der analogen Nachrichtentechnik benötigt.

Die Herstellung mikroakustischer Bauelemente hat erst begonnen. Die theoretischen Arbeiten sowie Grundlagenuntersuchungen zum Entwurf neuer Bauelemente und zum Einsatz spezieller Materialien sowie deren Herstellungs- und Bearbeitungstechnologien werden auch Anfang der achtziger Jahre weitergeführt werden müssen, um neue ökonomische Einsatzmöglichkeiten mikroakustischer Bauelemente zu finden. Die genannten Vorteile der Ausnutzung von Oberflächenwellen werden zur Weiterentwicklung der Mikroakustik insgesamt führen. Einen besonderen Schwerpunkt bildet dabei auf dem Gebiet frequenzselektiver Bauelemente die großtechnische Herstellung von schmalbandigen Resonatoranordnungen.

Es ist zu erwarten, daß systematisch das Frequenzgebiet für die mechanische Frequenzselektion der Mikroakustik von einigen MHz bis zu einigen GHz durch Neuentwicklung und Herstellung von Bauelementen erschlossen wird. Außerdem ist einzuschätzen, daß Baugruppen, bei denen mikroelektronische und mikroakustische Bauelemente gleichzeitig verwendet werden, zunehmend an Bedeutung gewinnen und durch Hybridtechniken neue Bauelemente entstehen. Somit besitzen mechanische frequenzselektive Bauelemente auf Grund ihrer Vorteile eine Perspektive, die bis zum Jahre 2000 reichen wird.

Literatur

[1] Frühauf, H.; Trzeba, E.: Synthese und Analyse linearer Hochfrequenz-Schaltungen. Leipzig: Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig K.G. 1964

[2] Hälsig, C.: Mechanische Frequenzselektion – Entwicklungsstand und Perspektive. Nachrichtentechnik · Elektronik 27 (1977) H. 1, S. 10–13

[3] Henze, E.: Bandfilter vom Tschebyscheffschen Typ mit beliebig vielen Kreisen. AEÜ 9 (1955) H. 3, S. 131–139

[4] Hälsig, C.: Nomogramm-Kette zur optimalen Dimensionierung magnetomechanischer Filterkörper. Nachrichtentechnik 22 (1972) H. 8, S. 261–264

[5] Hälsig, C.: Moderne mechanische Frequenzselektion. Berlin: VEB Verlag Technik 1970

[6] Awender, H.; Sann, K.: Der Quarz in der Hochfrequenztechnik. In: Rint, C.: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Technik. Bd. 2. Berlin (West): Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH 1953

[7] Schüßler, H.: Mechanische Filter mit piezoelektrischen Wandlern. Telefunken-Zeitung 39 (1966) H. 3 4, S. 429–439

[8] Börner, M.: Progress in Elektromechanical Filters. The Radio and Electronics Engineer 29 (1965) H. 3, S. 173–184

[9] Johnson, R. A.: The design and manufacture of mechanical filters. Proc. IEEE Int. Symp. on Circuits and Systems. München 1976, S. 750 bis 753

[10] Albsmeier, H.: Important process steps in mechanical channel filter fabrication film with commentary. Proc. IEEE Int. Symp. on Circuits and Systems. München 1976, S. 758–760

[11] Losev, A. K.: Teorija i rasčet èlektromechaničeskich filtrov. Moskau: Isdatjel'stvo „Svjas" 1965

[12] Bauer, A.; Racurow, B.: Elektromechanische Filter. radio und fernsehen 15 (1966) H. 22, S. 677–679; H. 23, S. 727–730

[13] Bauer, A.: Elektromechanische 455-kHz-Filter. Wirkungsweise, Dimensionierungsvorschriften und Berechnungen. Hermsdorfer Technische Mitteilungen 24 (1969) S. 754–757

[14] Ortlepp, G.; Racurow, B.: Keramische mechanische Filter für höhere Frequenzen. Hermsdorfer Technische Mitteilungen 23 (1968) S. 736–745

[15] Shockley, W.: Energy trapping and related studies of multiple electrode filter crystals. Proc. 17th Ann. Frequ. Control Symp. May 1963

Dipl.-Ing. HORST JUNGNICKEL

Bei ungünstigsten Betriebsbedingungen gilt für R folgende Ungleichung:

$$\frac{U_{e\,min} - U_z}{I_{z\,min} + I_{a\,max}} > R > \frac{U_{e\,max} - U_z}{I_{z\,max} + I_{a\,min}}$$

Soweit es schaltungstechnisch möglich ist, wird der Zenerstrom nach dem günstigsten (dem niedrigsten) Zenerwiderstand festgelegt. In den Datenblättern ist dieser Wert angegeben.

Der Stabilisierungsfaktor der Schaltung nach Bild 18 errechnet sich nach der Spannungsteilerregel unter der Voraussetzung $R, R_a \gg r_z$ und der Definition für S zu

$$S = \frac{dU_e}{U_e}\frac{U_a}{dU_a} = \left(1 + \frac{R}{r_z} + \frac{R}{R_a}\right)\frac{U_a}{U_e}$$

Ersetzt man R durch die Beziehung

$$R = \frac{U_e - U_a}{I_z + I_a}$$

so ergibt eine Grenzwertuntersuchung für $U_e \to \infty$ den maximalen Stabilisierungsfaktor

$$S_{max} = \frac{U_a}{r_z(I_z + I_a)}$$

Mit wachsender Eingangsspannung wächst auch der Stabilisierungsfaktor. Da S aber wesentlich langsamer als die Verlustleistung im Vorwiderstand R ansteigt, ist ein sinnvoller Kompromiß erforderlich. Zur Erreichung eines optimalen Stabilisierungsfaktors gelten deshalb folgende Gesichtspunkte:

- Die Eingangsspannung muß etwa 1,5- bis dreimal größer sein als die Ausgangsspannung.
- Der Zenerstrom durch die Diode muß gleich oder größer sein als der Ausgangsstrom.

Das teilweise übliche Parallelschalten eines Elektrolytkondensators zur Z-Diode ist nur dann sinnvoll, wenn dessen Wechselstromwiderstand ($R_C = 1/\omega C$) kleiner als der Zenerwiderstand r_z ist. Der Innenwiderstand der Schaltung wird

$$r_i = \frac{Rr_z}{R + r_z}$$

Da $R \gg r_z$ ist, folgt $r_i \approx r_z$.

Eine Verbesserung des Stabilisierungsfaktors läßt sich durch eine Kaskadenschaltung erreichen (s. Bild 20). Die Kennwerte sind:

$$S = S_1 S_2$$

$$r_i \approx r_{z2}$$

Schwankungen der Eingangsspannungen wirken sich nicht mehr auf die Ausgangsspannung aus. Die Stabilisierungswirkung hinsichtlich Lastschwankungen wird durch diese Schaltung nicht verbessert. Die zweite Z-Diode sollte temperaturkompensiert sein bzw. sollte Θ_z sehr klein sein, damit diese Anordnung sinnvoll wird.

Für Ausgangsspannungen unter 3 V werden Z-Dioden oder auch gewöhnliche Si-Gleichrichterdioden in Durchlaßrichtung betrieben. Die Zenerspannung beträgt dabei etwa 0,7 V je Diode. Zur näherungsweisen Berechnung von r_z ergibt sich nach Differentiation der Diodenkennlinie

$$I = I_0(T)\exp\left(\frac{U_{AK}}{U_T}\right)$$

der Ausdruck

$$r_D = r_z = \frac{dU_{AK}}{dI} \approx \frac{U_T}{I}$$

Die Temperaturspannung U_T wird dabei mit etwa 40 mV angenommen.

Eine Spannungsstabilisation nur mit Z-Dioden ist mit einigen Nachteilen verbunden, die den Einsatzbereich doch stark begrenzen:

- Die Ausgangsspannung kann nicht variiert werden.
- Die Ausgangsspannung streut bei verschiedenen Dioden gleichen Typs.
- Die zulässigen Verlustleistungen sind relativ gering.
- Die Ausgangsspannung ist nur bei sehr kleinen Lastschwankungen annähernd konstant.

Bei geeigneter Dimensionierung werden diese Schaltungen als Normal (Referenzspannungsquelle) in geregelten Netzteilen verwendet.

Eine Leistungserhöhung der Schaltung nach Bild 18 läßt sich durch einen Leistungstransistor erreichen. Bild 21 zeigt ein Beispiel, wobei diese Anordnung nicht den Stabilisierungsfaktor verändert.

$$S = \left(1 + \frac{R}{r_z} + \frac{R}{BR_a}\right)\frac{U_a}{U_e}$$

Für die Ausgangsspannung gilt:

$$U_a \triangleq U_z + U_{BE} \approx U_z + 0{,}7\,V$$

$$r_i \approx \frac{r_z}{B}$$

Gegenüber der einfachen Z-Diodenstabilisierung wird der zulässige Laststrom um den Stromverstärkungsfaktor B des Transistors erhöht. Die entnehmbare Leistung wächst demzufolge ebenfalls. Für den Widerstand R gilt

$$\frac{(U_{e\,min} - U_z)B}{BI_{z\,min} - I_{a\,max}} > R > \frac{(U_{max} - U_z)B}{BI_{z\,max} - I_{a\,min}}$$

Diese Schaltung ist für geringere Ansprüche, z. B. zur Stromversorgung von Transistorempfängern, einfachen Verstärkern u. ä. gut geeignet. Bei der Auswahl der Bauelemente sollte für den Transistor ein Typ mit möglichst hoher Stromverstärkung Verwendung finden. Je geringer die Z-Diode belastet wird, desto bessere Ergebnisse sind zu erreichen. Es lassen sich auch Darlingtonschaltungen einsetzen. Die Ausgangsspannung wird dabei $U_a \approx U_z + 1{,}4$ V.

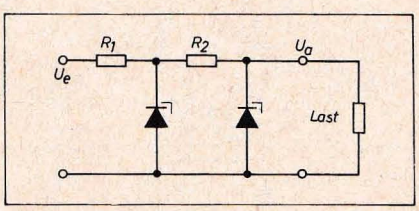


Bild 20: Kaskadenschaltung von Z-Dioden

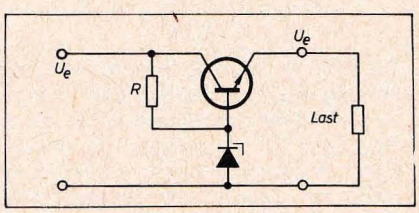


Bild 21: Z-Diode mit Leistungstransistor

3.2. Anordnungen mit Verstärker

Entsprechend den Ausführungen im Abschnitt 1.1. handelt es sich bei verstärkenden Schaltungen um Regelkreise. Bei der Berechnung der einzelnen Schaltungen werden die Elemente eines Regelkreises, wie Regelstrecke, Regeleinrichtung und Normal, nicht mehr einzeln, sondern im Zusammenhang behandelt. Es muß jedoch ausdrücklich betont werden, daß die verwendeten Gleichungen auf Grund verschiedener Vereinfachungen nur für die vorliegenden Probleme gelten. Wie aus den Gleichungen ersichtlich ist, gehen die Transistordaten sehr stark ein. Eine exakte Berechnung ist demnach nur möglich, wenn die Kenndaten im betreffenden Arbeitspunkt vorliegen. Die weiteren Berech-

nungsmethoden zeigen aber, daß ein derartiger Aufwand für praktische Anwendungen nicht erforderlich ist.

Die Anordnung der Bauelemente bestimmt den Charakter der Schaltung. Wegen der geringeren Bedeutung wird auf die Berechnung eines Parallelreglers [5] verzichtet. Bild 22 zeigt eine typische Variante mit der Regelstrecke im Längszweig (s. Abschn. 1.3.1.).

Der Transistor T_1 arbeitet als Regelstrecke. Seine Auswahl richtet sich nach Ausgangsspannung und -strom in Abhängigkeit von der Eingangsspannung Bei Bedarf kann auch eine Darlingtonschaltung Verwendung finden. Bei großen Ausgangsströmen kann eine Parallelschaltung von mehreren Leistungstransistoren erforderlich sein. Der Basisstrom I_{B1} sollte so klein sein, daß eine Rückwirkung auf Verstärker und Referenzspannungsquelle vermieden wird. Für praktische Anwendungen gelten folgende Richtwerte: Der Kollektorstrom I_{C2} muß unter allen Betriebsbedingungen größer als der Basisstrom $I_{B1\,max}$ sein. $I_{C2} \geqq 2I_{B1\,max}$ ist allgemein ausreichend. Um die Referenzspannung nicht zu beeinflussen, sollte $I_{C2} \leqq 0{,}1\ I_z$ sein. Gemäß Abschn. 3.1. gibt es für den Zenerstrom in Abhängigkeit von den Leistungsklassen der Z-Dioden festgelegte Werte. Bei Verwendung üblicher 250-mW-Typen (z. B. SZX 18/. . oder SZX 21/. .) ist ein Zenerstrom von 5 mA optimal.

R_1 ist der Kollektorwiderstand von T_2. Da die Spannungsverstärkung von T_2 im wesentlichen von der Größe dieses Widerstandes abhängt, sollte U_e möglichst groß sein. Für besonders hohe Ansprüche wird der Verstärker aus einer gesonderten Betriebsspannung gespeist, die größer als U_e ist (Bild 23). Die Schaltung nach Bild 22 stellt bereits einen Kompromiß dar, der aus Aufwandsgründen aber meist gerechtfertigt ist.

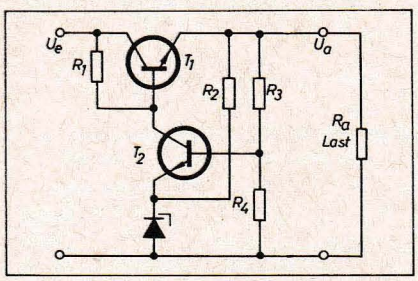


Bild 22: Regelstrecke im Längszweig

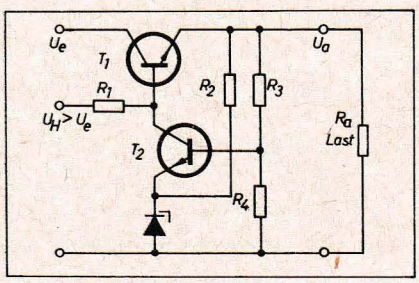


Bild 23: Regelschaltung mit Hilfsspannung

Die Z-Diode mit dem Widerstand R_2 dient zur Referenzspannungserzeugung. Vielfach sind Schaltungen in der Literatur zu finden, wo der Widerstand R_2 an der Eingangsspannung liegt. Das ist nur erforderlich und sinnvoll, wenn eine variable Ausgangsspannung gefordert wird. Als Emitterwiderstand von T_2 wirkt der Zenerwiderstand der Z-Diode. Der Transistor arbeitet gleichzeitig als Verstärker und Vergleicher.

Der Sollwerteinsteller wird mit den Widerständen R_3 und R_4 realisiert. Damit wird ein Teil der Ausgangsspannung abgenommen und durch T_2 mit der Referenzspannung verglichen. Abweichungen vom Sollwert werden entsprechend der Spannungsverstärkung des Verstärkers (T_2) zur Basis von T_1 geleitet (in Form einer Spannungsänderung an R_2), wodurch dessen Kollektor-Emitterwiderstand entsprechend geändert wird. Die Widerstände R_3 und R_4 sind so auszulegen, daß der Querstrom durch diese den Basisstrom von T_2 wesentlich übersteigt. Der Innenwiderstand wird gleich dem Kollektor-Emitterwiderstand r_{CE1} des Transistors T_1, der entsprechend den einführenden Definitionen als Emitterfolger (Kollektorschaltung) arbeitet.

Wenn für T_1 eine Darlingtonschaltung eingesetzt wird, was in der Regel bei Ausgangsströmen von $I_a > 0{,}5$ A der Fall ist, wird für den Ansteuertransistor die Verlustleistung nur $P_v = 1/B_1\ P_{v\,ges}$. Da die Spannung am Emitter von T_1 der an der Basis von T_1 anliegenden Spannung plus etwa 0,7 V (U_{BE} = konst.) entspricht, ist $U_a = U_{a2}$. Die Berechnungen vereinfachen sich, ohne an Genauigkeit einzubüßen. Der Kollektor-Emitterwiderstand von T_1 ist in erster Näherung mit dem r_a des Emitterfolgers identisch. Damit wird

$$r_{CE_1} = r_a = \frac{r_{BE_1} + R_1}{B}$$

Mit

$$r_{BE_1} = \frac{U_{BE_1} B_1}{I_a} \approx 0{,}7\,\frac{B_1}{I_a}$$

wird

$$r_{CE_1} \approx \frac{R_1}{B_1} + \frac{0{,}7}{I_a}$$

Für die Spannungsverstärkung von T_2 gilt

$$v_{U_2} = \frac{dU_{a_2}}{dU_{e_2}} = \frac{R_1 B_1 (R_1 \,||\, r_{CE_2})}{r_z B_2 (R_1 \,||\, r_{CE_2}) + R_1 r_{BE_2}}$$

Unter Berücksichtigung von

$$dU_{e2} = R_4\,(R_3 + R_4)\,dU_a$$

und der Beziehung

$$r_{CE_1} = \frac{dU_e - dU_a}{dI_{C_1}}$$

sowie

$$dI_{C_1} = \frac{dU_a}{R_a}$$

folgt

$$dU_a = \frac{R_a dU_e}{r_{CE_1} + R_a}$$

Nach einigen Umformungen und unter Beachtung der Definition des Stabilisierungsfaktors ergibt sich

$$S = \frac{U_a}{U_e} \frac{R_1 B_2 (R_1 \,||\, r_{CE_2})\,(r_{CE_1} + R_a) R_4}{[r_z B_2 (R_1 \,||\, r_{CE_2}) + R_1 r_{BE_2}]\,(R_3 + R_4) R_a}$$

bzw., wenn $R_1 \ll r_{CE2}$ gilt,

$$S = \frac{U_a}{U_e} \frac{R_1 B_2 R_4 (r_{CE_1} + R_a)}{(r_z B_2 + r_{BE_2})(R_3 + R_4) R_a}$$

Selbst aus der stark vereinfachten letzten Gleichung ist ersichtlich, daß eine genauere Berechnung wenig sinnvoll ist. So ist z. B. B_2 sehr stark vom jeweiligen Arbeitspunkt abhängig. Eine vorherige Bestimmung wird deshalb nicht möglich sein. Noch schwieriger ist die genaue Ermittlung von r_{CE1} bzw. r_{BE2}. Experimentelle Untersuchungen ergaben tatsächlich erhebliche Abweichungen gegenüber theoretisch ermittelten Werten. Charakteristisch ist aber, daß die praktisch erreichten Ergebnisse für den Stabilisierungsfaktor ausnahmslos über den errechneten liegen. Voraussetzung ist dabei lediglich die Einhaltung der angegebenen Grundsätze für die Grobdimensionierung und die Korrektur der so ermittelten Werte in einer speziellen Meßschaltung.

3.2.1. Konstantstromquelle als Kollektorwiderstand

Aus der vorhergehenden Berechnung ist ersichtlich, daß die Spannungsverstärkung des Transistors sehr wesentlich vom Kollektorwiderstand abhängt, dessen Größe aber von der Eingangsspannung begrenzt wird.

Wenn anstelle von R_1 eine Konstantstromquelle eingesetzt wird, so lassen sich Widerstandswerte von mehreren Megaohm erreichen. Bild 24 zeigt ein Beispiel [5]. T_1 muß in dieser Schaltung ein zu den anderen Transistoren komplementärer Typ sein. Um mit einer geringen Spannungsdifferenz $U_e - U_a$ auszukommen, wird U_{z1} möglichst niedrig gewählt (0,7...2,1 V sind übliche Werte). Im Bild 25 ist die Wirkungsweise einer Konstantstromquelle als Kollektorwiderstand dargestellt. Daraus kann entnommen werden, daß bereits sehr kleine Eingangsspannungsänderungen ΔU_{BE} relativ große Ausgangsspannungsänderungen ΔU_{CE} hervorrufen. Voraussetzung ist die Bedingung $I_C \gg I_B$. Damit die Konstantstromquelle arbeiten kann, muß U_e größer sein als $U_{z1} + U_{BE1} + U_{BE2} + U_a$.

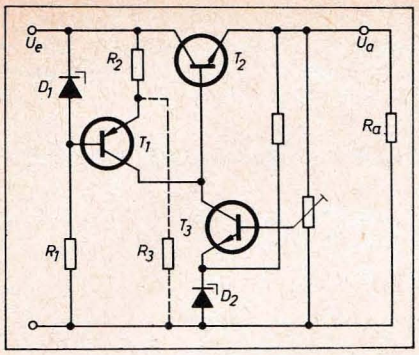


Bild 24: Konstantstromquelle als Kollektorwiderstand

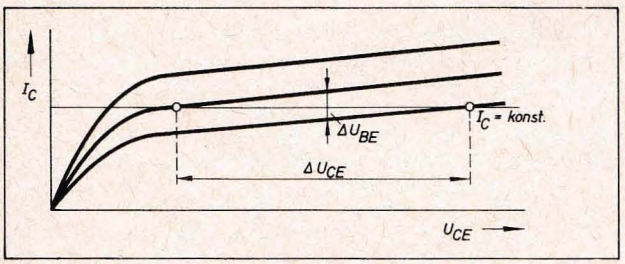


Bild 25: Wirkungsweise der Konstantstromquelle

3.2.2. Einsatz von Differenzverstärkern

Bei besonders hohen Forderungen hinsichtlich eines temperaturunabhängigen Verhaltens empfiehlt sich der Einsatz von Differenzverstärkern. Bei bipolaren Transistoren beträgt die Basis-Emitter-Spannungsdrift etwa 2...3 mV/K. In Differenzverstärkern tritt aber nur die Differenz der Spannungsdriften beider Transistoren auf. Im allgemeinen liegt die Differenz in der Größe von etwa 0,2 mV/K. Mit ausgesuchten Transistoren läßt sich die Differenz noch wesentlich verkleinern. Bild 26 zeigt eine Schaltungsvariante. Da der Einsatz von Differenzverstärkern zu den Spezialfällen gehört, soll hier auf die Literatur verwiesen werden [8] [9].

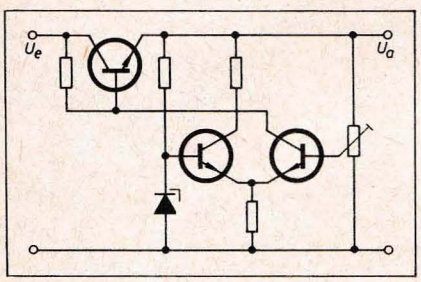


Bild 26: Regelschaltung mit Differenzverstärker

3.2.3. Störwertaufschaltung

Bereits im Abschnitt 1.3.1. wurde die Möglichkeit erwähnt, durch Störwertaufschaltung bestimmte Einflußfaktoren zu eliminieren bzw. zu reduzieren. Als wichtigste Störgrößen, deren Kompensation relativ einfach zu erreichen ist, sollen hier nur Änderungen der Eingangsspannung und des Laststromes behandelt werden. Bild 27 zeigt ein Beispiel.

Zur Kompensation der Eingangsspannungsschwankungen wird ein Teil von U_e über R_2 an die Basis von T_2 gelegt. Das entspricht einer zusätzlichen Vorwärtsregelung. Eine derartige Kompensation ist nur für einen bestimmten Arbeitspunkt optimal (I_a und U_a annähernd konstant). Je nach Auslegung von R_2 wird der Stabilisierungsfaktor zu

$$S' = S - \frac{R_5}{R_2}$$

Dabei sind drei Fälle möglich:

$$R_2 \begin{cases} > \frac{R_5}{S} \\ = \frac{R_5}{S} \Rightarrow S' \\ < \frac{R_5}{S} \end{cases} \begin{cases} > 0 \\ = 0 \\ < 0 \end{cases}$$

Eine exakte Berechnung von R_2 ist recht umständlich. Zweckmäßiger ist eine experimentelle Bestimmung, indem R_2 so variiert wird, daß bei Nennlast am Ausgang die geringste Brummspannung auftritt. Die Größenordnung von R_2 liegt bei $10^4...10^6\,\Omega$. Folgende Richtwerte konnten festgestellt werden: $U_a = 6$ V, $R_2 = 11$ kΩ; $U_a = 12$ V, $R_2 = 51$ kΩ; $U_a = 24$ V, $R_2 = 240$ kΩ. Der optimale Wert muß meßtechnisch ermittelt werden.

Zur Kompensation von Lastschwankungen wird an R_3 eine von I_a abhängige Spannung gewonnen und in den Basis-Emitterkreis von T_2 eingespeist. Damit erfolgt eine Beeinflussung des Innenwiderstandes der Schaltung. Auch hierbei sind drei Fälle möglich:

$$R_3 \begin{cases} > \frac{r_i(R_5 + R_6)}{R_5} \\ = \frac{r_i(R_5 + R_6)}{R_5} \Rightarrow r_i' \\ < \frac{r_i(R_5 + R_6)}{R_5} \end{cases} \begin{cases} > 0 \\ = 0 \\ < 0 \end{cases}$$

r_i' ist der Innenwiderstand der Schaltung mit Kompensation.

$$r_i' = r_i - \frac{R_3 R_5}{R_5 + R_6}$$

Es ist wiederum nur eine Kompensation auf einen bestimmten Arbeitspunkt möglich. R_3 liegt bei $10^{-3}...10^{-1}\,\Omega$. Beide Kompensationen können unabhängig voneinander oder gleichzeitig erfolgen. Eine Variation der Ausgangsspannung ist in beiden Fällen nicht mehr möglich.

Theoretisch kann der Stabilisierungsfaktor unendlich groß werden, praktisch ist $S = 1\,000$ erreichbar. Zu beachten ist, daß die Kompensation der Lastschwankungen den Stabilisierungsfaktor verschlechtert. Diese Schaltungsart empfiehlt sich deshalb nur für extreme Lastschwankungen und dann nur in Verbindung mit der ersten Kompensationsart.

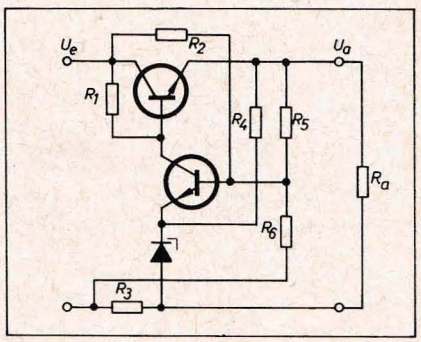


Bild 27: Störwertaufschaltung

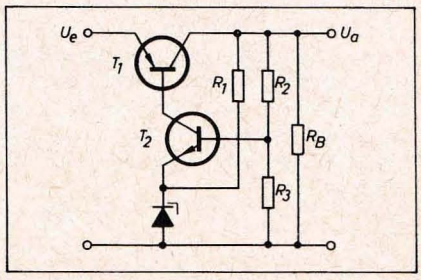


Bild 28: Schaltung mit komplementären Transistoren

3.2.4. Einsatz von komplementären Transistoren

Bild 28 zeigt eine Schaltung mit komplementären Transistoren. Hier kann für T_1 ein billiger Ge-Leistungstransistor eingesetzt werden. Diese Ausführung wird besonders für Amateure von Interesse sein. Bei der angegebenen Schaltung entspricht der Basisstrom von T_1 dem Kollektorstrom von T_2. Durch geeignete Auswahl der Transistoren ($I_{C2} \approx I_{B1}$) kann gegenüber der normalen Schaltung sogar eine Verbesserung des Stabilisierungsfaktors erreicht werden. Als Kollektorwiderstand von T_2 wirkt r_{BE1}.

Nachteilig ist, daß die Schaltung nur für Ausgangsströme > 0 funktionstüchtig ist. Bei fehlendem Ausgangsstrom wird der Basisstrom von T_1 $I_{B1} = 0$, und der Transistor sperrt. Abhilfe schafft ein Ballastwiderstand R_B. Anstelle von R_B kann

eventuell der Sollwerteinsteller entsprechend niederohmig ausgelegt werden.

Literatur

[8] Tietze, U.; Schenk, Ch.: Halbleiterschaltungstechnik. Berlin (West), Heidelberg, New York: Springer-Verlag 1971

[9] Popovici, V.: Eigenschaften emittergekoppelter Schaltungen mit positiver Rückkopplung. Internationale elektronische Rundschau 25 (1971) H. 3, S. 75 und 76

4. Schutzmaßnahmen gegen Überlastungen

Wegen der geringen thermischen Zeitkonstanten üblicher Transistoren (diese liegen im Bereich von 5...50 ms) müssen in der Regel elektronische Maßnahmen zum Schutz der Halbleiterbauelemente und der Verbraucher vorgesehen werden. Übliche Feinsicherungen (Geräteschutzsicherungen, flink nach TGL 0-41571) entsprechen nicht diesen Anforderungen. In der Tafel 4 sind einige Werte dieser Sicherungen zusammengestellt.

Tafel 4: Schmelzzeiten flinker Feinsicherungen

Überstrom	2,1 I_{nenn}	2,75 I_{nenn}	4,0 I_{nenn}	10,0 I_{nenn}
Schmelzzeit	30 min	50...2000 ms	10...300 ms	20 ms

Möglich sind Schutzschaltungen mit schnellen Relais. Um die erforderlichen Schaltzeiten zu erreichen, sind gepolte Relais notwendig. Wesentlich zweckmäßiger und kostengünstiger sind elektronische Schutzschaltungen.

Das gefährdetste Bauelement des Stabilisators ist der Leistungstransistor der Regelstrecke bei seiner Anordnung im Längszweig. Ein Schutz gegen Kurzschluß und Überlast erfolgt durch Sperren des Transistors, durch Abschalten vom Gleichrichterteil, durch Abschalten der Last oder durch Begrenzung des Ausgangsstromes. Die letzte Variante ist sehr einfach realisierbar. Sie hat aber den Nachteil, daß bei einem Kurzschluß die gesamte Spannung des Gleichrichterteils als Kollektor-Emitterspannung auftritt, die der Leistungstransistor vertragen muß. Die Verlustleistung am Transistor steigt dabei auf etwa den dreifachen Wert gegenüber dem Normalbetrieb an. Das Verfahren mit Strombegrenzung ist demzufolge nur für geringe Ausgangsleistungen sinnvoll. Bild 29 zeigt eine derartige Schaltung. Wenn der Spannungsabfall an R die Durchlaßspannung der Diode übersteigt, wird die Basis-Emitterstrecke des Transistors überbrückt und der Transistor teilweise gesperrt.

Eine exaktere Arbeitsweise läßt sich durch einen zusätzlichen Transistor erreichen (s. Bild 30). Wenn der Spannungsabfall an R_2 etwa 0,7 V übersteigt, wird T_2 leitend und verringert bzw. begrenzt den Basisstrom von T_1. Damit wird ein weiteres Ansteigen des Ausgangsstromes verhindert. R_1 begrenzt den Basisstrom von T_2. Übliche Werte sind 100 bis 1 000 Ω.

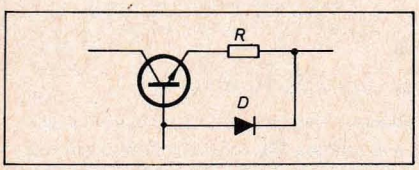


Bild 29: Schaltung zur Strombegrenzung

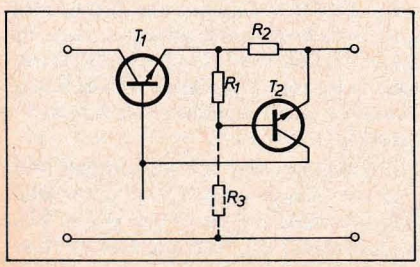


Bild 30: Verbesserte Strombegrenzung

Die zusätzliche Anordnung von R_3 ermöglicht eine Herabsetzung des Kurzschlußstromes. R_3 sollte etwa $10R_1$ sein. Im Normalbetrieb wird die Basis von T_2 negativ vorgespannt. Der Spannungsabfall an R_1 beträgt etwa

$$U_{R_1} = \frac{U_1 R_1}{R_3}$$

T_2 leitet somit erst, wenn

$$U_{R_2} = \frac{U_{BE} R_1}{R_3}$$

wird. Der maximale Strom ergibt sich zu

$$I_{max} = \frac{U_{BE}}{R_2} + \frac{U_1 R_1}{R_2 R_3}$$

Bei Kurzschluß fällt an R_1 keine Spannung ab, und der Strom wird auf $I_{aK} = U_{BE}/R_2$ begrenzt. Beim Überschreiten von $I_{a\,max}$ erreicht die Schaltung einen negativen Innenwiderstand der Größe $-R_2R_3/R_1$. Bild 31 zeigt den prinzipiellen Verlauf der Ausgangskennlinie mit Strombegrenzung.

Nachteilig ist der zusätzliche Reihenwiderstand R_2. Bei großen Ausgangsströmen und kleinen Ausgangsspannungen kann die dabei auftretende Verlustleistung den Wirkungsgrad erheblich herabsetzen. Im Bild 32 ist eine Schaltung ohne zusätzlichen Reihenwiderstand dargestellt. Bei ausgangsseitigem Kurzschluß wird T_2 gesperrt und T_1 durchgesteuert. Gleichzeitig wird über T_1 die Basis von T_3 auf Nullpotential gelegt. T_3 ist damit gesperrt. Im Normalbetrieb ist T_2 durchgesteuert und T_1 gesperrt. Diese Schaltung spricht nur auf Kurzschluß an. Nach Beseitigung des Kurzschlusses wird über R_p die Regelschaltung selbständig wieder in Betrieb gesetzt.

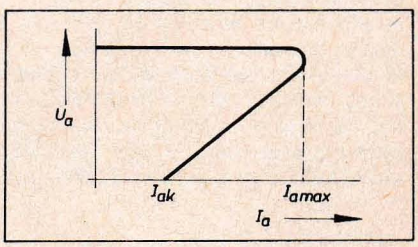


Bild 31: Ausgangskennlinie bei Strombegrenzung

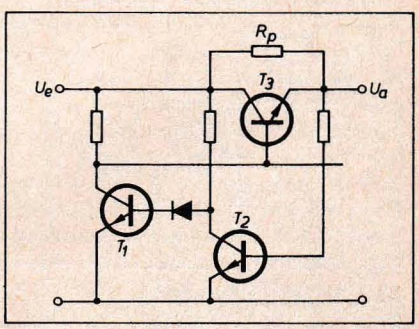


Bild 32: Kurzschluß-Schutzschaltung

Dieses selbständige Wiedereinschalten erfolgt auch bei den vorherigen Strombegrenzerschaltungen, ist aber nicht in allen Fällen erwünscht. Vielfach wird durch eine akustische oder optische Anzeige das Auftreten eines Kurzschlusses (oder Überlast) signalisiert. Relativ einfach läßt sich diese Aufgabe durch Verwendung von Kippschaltungen wie Flip-Flops lösen. Dabei wird ein Spannungsabfall an einem Meßwiderstand dazu benutzt, eine Kippstufe so zu setzen, daß der Längstransistor gesperrt und gleichzeitig eine Anzeigeschaltung gesteuert wird. Die Verwendung integrierter Flip-Flops ist an dieser Stelle möglich. Ein Wiedereinschalten ist jetzt erst nach Betätigen einer speziellen Starttaste oder durch Aus- und Einschalten des Netzteiles möglich.

Wird fortgesetzt

Analoger integrierter Festkörperschaltkreis A 202 D

Mitteilung aus dem VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)

Anwendung

Der integrierte Schaltkreis A 202 D ist ein monolithisch integrierter Aufnahmeverstärker mit automatischer Aussteuerungsregelung, Mikrofonverstärker und Wiedergabeverstärker für den Einsatz in Heim- und Tonbandgeräten.

Abmessungen und Anschlußbelegung (s. Bild 1)

Gehäuse	DIL-Plastgehäuse
Bauform	21.2.1.2.16 nach TGL 26 713
Masse	$\leq$ 2,1 g
Typstandard	TGL 35 767

Grenzwerte, gültig für den Betriebstemperaturbereich

	min	max	Einheit
Betriebsspannung U_S	5[1])	12	V
Betriebstemperaturbereich ϑ_a [1])	−25	+70	°C
Betriebstemperaturbereich ϑ_a bei U_S = 9 V	−25	+100	°C

Statische Kennwerte, gemessen bei ϑ_a = 25 °C, — 5 K; U_S = 9 V ± 0,3 V

	min	typ	max	Einheit
Stromaufnahme VV I_{S16}[2])[3]) bei U_{11} = 0; r_2 geschlossen		5,9	8	mA
Stromaufnahme AV und AA I_{S15}[2])[3]) bei U_{18} = 0; r_3 geschlossen		10,7	16	mA
Ausgangsgleichspannung VV U_{04}[2])[3]) bei U_{11} = 0		5,0		V
Eingangswiderstand VV R_{11}[2])[3])		14,1		kΩ

Dynamische Kennwerte, gemessen bei ϑ_a = 25 °C — 5 K, U_S = 9 V ± 0,3 V, f = 1 kHz

	min	typ	max	Einheit
Spannungsverstärkung VV A_{uVV}[2])	63	68,9		dB
Eingangsrauschspannung VV U_{IN}[3]) bei f = 0,3...15 kHz		0,52		µV
offene Spannungsverstärkung $A_{u\,offVV}$[2])[3])		73,5		dB
Klirrfaktor VV k_{VV}[2]) bei U_I = 1,25 mV, r_2 geschlossen		0,32	1,2	%
Spannungsverstärkung A_{uAV} bei U_{18} = 0,22 mV, r_1 geschlossen, r_3 offen	66	70,3		dB
offene Spannungsverstärkung $A_{u\,offAV}$[2])[3])		79,0		dB
Ausgangsspannung AV mit AA U_{09} bei U_{18} = 1 V, r_1 offen, r_3 geschlossen	800	1 180	1 600	mV
Ausgangsspannungsverhältnis AV ΔU_{09}[2]) bei ΔU_{18} = — 20 dB bezogen auf U_{18} = 1 V; r_1 offen, r_3 geschlossen	1,5		3	dB
Klirrfaktor AV mit AA k_{AV}[2])	0,44		1,2	%
Verzögerungszeit bis zum Einsatz des AA t_d[4]) bei ΔU_{18} = +20 dB bezogen auf U_{18} = 100 mV	15,6			ms
Abregelzeit t_a[4]) bei ΔU_{18} = +20 dB bezogen auf U_{18} = 100 mV, Regelfehler $\leq$ 3 dB		160		ms
Aufregelzeit t_r[4]) bei ΔU_{18} = —20 dB bezogen auf U_{18} = 1 V, Regelfehler $\leq$ 1 dB		19,9		s

[1]) Die Schaltkreise sind im Umgebungstemperaturbereich funktionsfähig unter Berücksichtigung der Temperaturabhängigkeit der Kenngrößen
[2]) Meßschaltung 1
[3]) Meßschaltung 2
[4]) Meßschaltung 3

Aufbau und Wirkungsweise

Der monolithisch integrierte Aufnahme- und Wiedergabeverstärker A 202 D enthält folgende Funktionsgruppen:

- Vorverstärker VV
- Aufnahmeverstärker AV
- automatische Aussteuerungsregelung AA.

Der Schaltkreis kann im Betriebsspannungsbereich U_S = 5 bis 12 V betrieben werden.
Der Vorverstärker ist ein rauscharmer, linearer Verstärker mit umschaltbarer externer Gegenkopplung für Mikrofonaufnahme und Wiedergabe. Der Eingangswiderstand beträgt etwa 14 kΩ.
Der Aufnahmeverstärker stellt einen modifizierten Operationsverstärker dar. Die externe Gegenkopplung realisiert den für die Aufnahme erforderlichen Frequenzgang.
Der Ausgangstransistor der automatischen Aussteuerungsregelung bildet zusammen mit dem Vorwiderstand R am Eingang des Aufnahmeverstärkers einen elektronischen Spannungsteiler. Die automatische Aussteuerungsregelung steuert den elektronischen Spannungsteiler derart, daß sich in einem bestimmten Eingangsspannungsbereich die Ausgangsspannung nur geringfügig ändert.

Anwenderhinweise

- Der Schaltkreis A 202 D darf nicht unter Betriebsspannung in eine Meßfassung gesteckt werden. In allen Anwendungsfällen sind die beiden Masseanschlüsse 5 und 10 stets gemeinsam und gleichzeitig anzuschließen.
- Der Ausgangsspannungsteiler R_{51}, R_{52} dient der stufenlosen Einstellung einer Ausgangsspannung zwischen etwa 700 mV und 1,6 V. Der ursprünglich als Einstellregler vorgesehene Widerstand R_{40} kann damit als Festwiderstand gewählt werden.

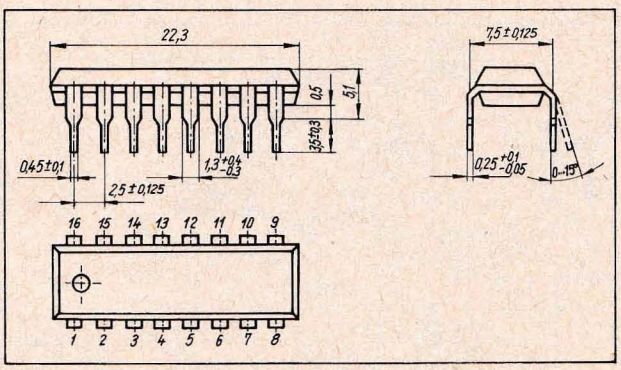


Bild 1: Abmessungen und Anschlußbelegung

1 Eingang Vorverstärker (VV)
2 Emitter Eingangstransistor VV
3 NF-Massepunkt VV
4 Ausgang VV
5 Masse VV und AA
6 Ausgang automatische Aussteuerungsregelung (AA)
7 invertierender Eingang Aufnahmeverstärker (AV)
8 nichtinvertierender Eingang AV
9 Ausgang AV
10 Masse AV und AA
11 Anschluß Integrationskondensator
12 Anschluß regelzeitbestimmendes RC-Glied
13 Eingang AA
14 Eingang AA
15 Betriebsspannung AV und AA
16 Betriebsspannung VV

– Der Widerstand R_{38} wurde mit 33 kΩ so gewählt, daß der nutzbare Regelumfang im Mittel optimal ist. Wird für R_{38} ein Einstellregler verwendet, so können Exemplarstreuungen, die eine Verringerung des nutzbaren Regelumfanges bewirken, ausgeglichen werden.
– Die Betriebsspannungszuführungen 15 und 16 sind über R_{50} entkoppelt. Da sich mit geringerer Betriebsspannung U_{S15} der Regelumfang stark vergrößert, kann bei Bedarf die Betriebsspannung am Anschluß 15 herabgesetzt werden.
– Für einen Betrieb mit Dynamikverminderung (z. B. Umschaltung Sprache/Musik) ist es ökonomisch vorteilhaft, anstelle einer Verkleinerung von C_{17} den Widerstand R_{49} zu verkleinern, wodurch zusätzlich noch der Regelumfang größer wird.
– Der Vorverstärker ist für Mikrofone mit einer Empfindlichkeit von 0,2 mV/μbar und einer Ausgangsspannung von 0,2...40 mV verwendbar.

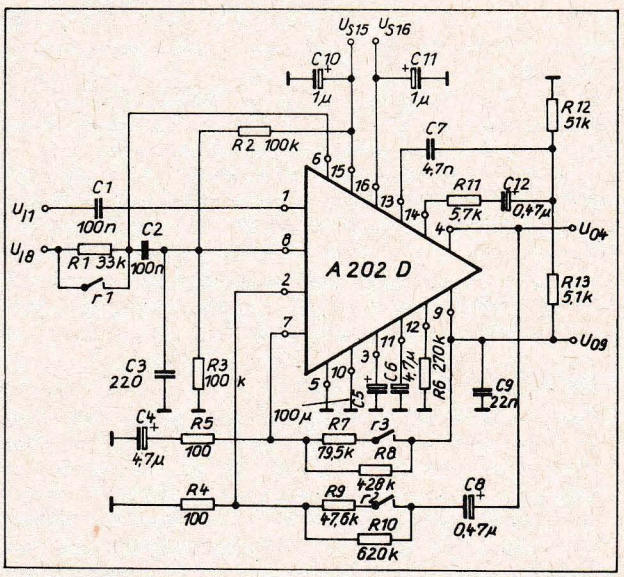


Bild 2: Meßschaltung 1

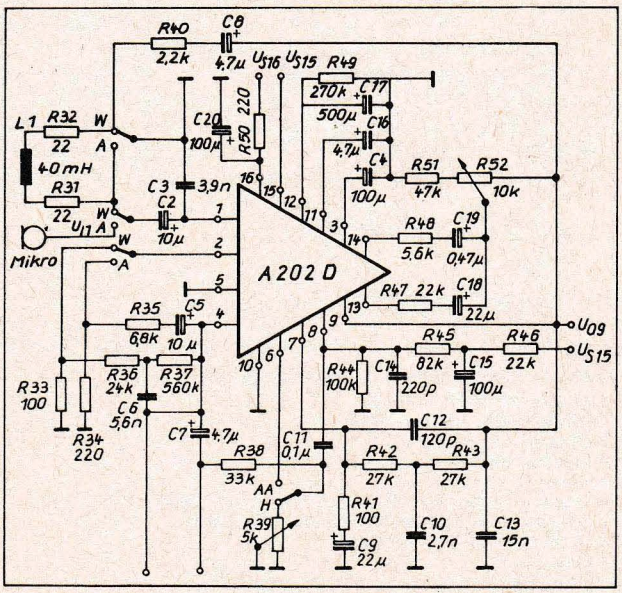


Bild 3: Meßschaltung 2 (empfohlene Anwenderschaltung)

A = Mikrofonaufnahme
W = Wiedergabe
H = Handaussteuerung
AA = automatische Aussteuerungsregelung

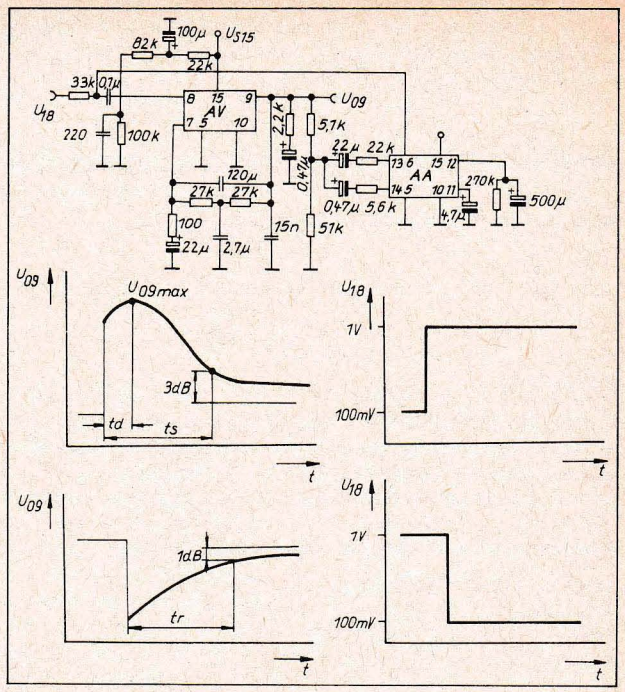


Bild 4: Meßschaltung 3

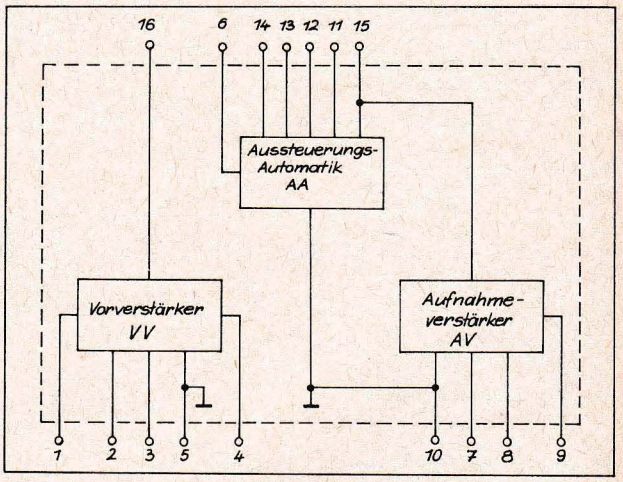


Bild 5: Blockschaltung

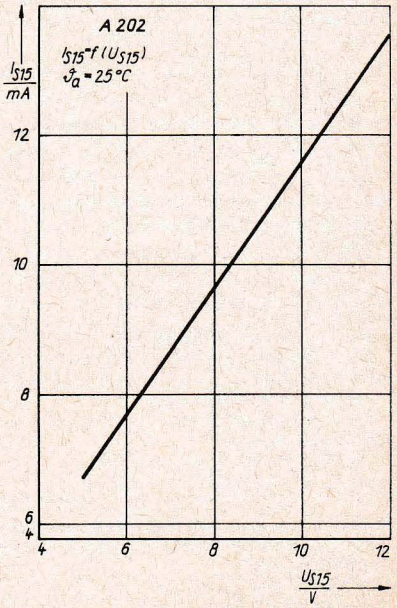


Bild 6: Aufnahmeverstärker mit automatischer Aussteuerungsregelung, Meßschaltungen 1 und 2

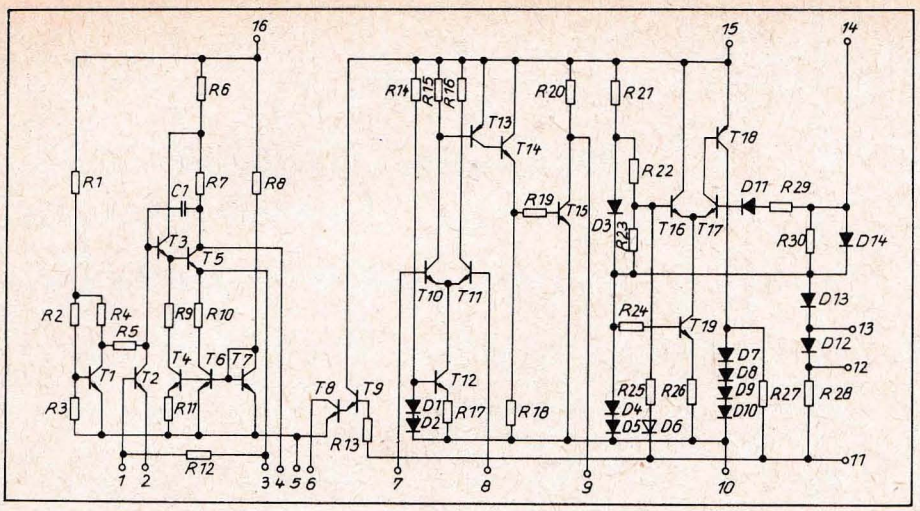


Bild 7: Innenschaltung

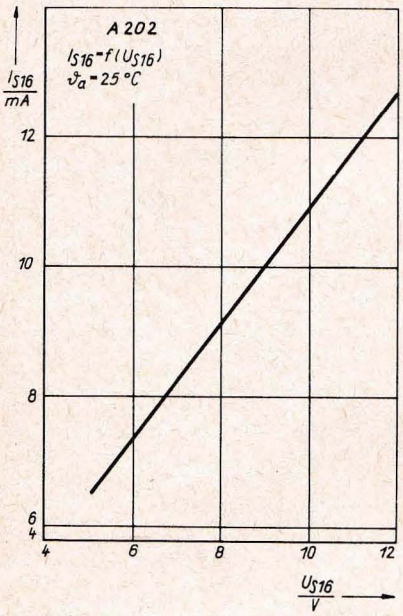


Bild 8: Vorverstärker, Meßschaltungen 1 und 2

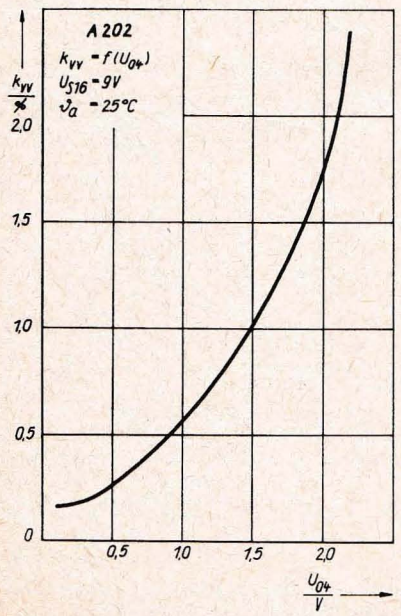


Bild 9: Wiedergabevorverstärker, Meßschaltung 2

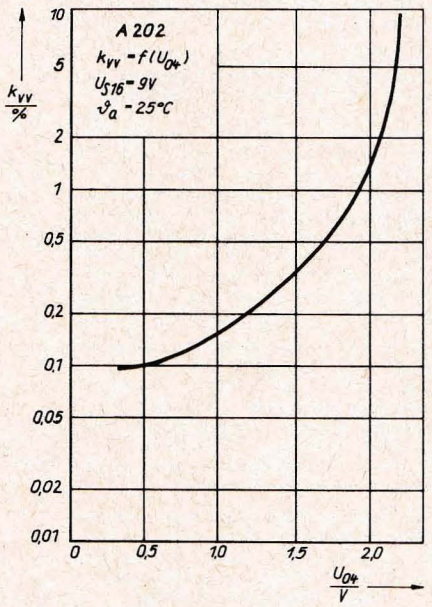


Bild 10: Mikrofonvorverstärker, Meßschaltung 2

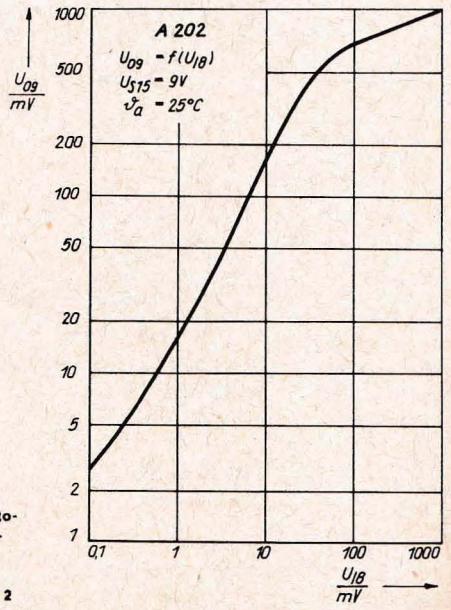


Bild 11: Aufnahmeverstärker mit automatischer Aussteuerungsregelung, Meßschaltung 2

Aus der Zeitschrift

Nachrichtentechnik Elektronik

Technisch-wissenschaftliche Zeitschrift für die gesamte elektronische Nachrichtentechnik

Heft 3 (1980)

■ **Algorithmen und Programme zur Behandlung binärer Gleichungen**
Im Beitrag wird die Darstellung binärer Funktionen und Gleichungen durch Ternärmatrizen vorgestellt. Auf der Basis orthogonaler Ternärmatrizen wurde ein effektives Algorithmensystem zur Behandlung binärer Problemstellungen (Analyse und Synthese von Schaltnetzwerken, Software-Entwurf u. a.) erarbeitet.

■ **Beschreibung digitaler Einrichtungen mit alternativen Graphen für die Fehlerdiagnose**

■ **Einsatz des Seriendruckers SD 1156 am programmierbaren Tischrechner EMG 666**

■ **Störung eines Oszillators durch Dirac-Impulse**

■ **Struktur-, Prozeßparameter- und Arbeitsunabhängigkeit der Schwellspannung integrierter MOS-Depletionstransistoren**
Die Schwellspannung ist für das Netzwerkanalysemodell des Depletionstransistors ein funktionsentscheidender, bauelementebeschreibender Parameter. Insbesondere für den Einsatz des Depletionstransistors in der MOS-Analog-Schaltkreistechnik interessiert die genaue Abhängigkeit der Schwellspannung vom Arbeitspunkt und von den technologiespezifischen Struktur- und Prozeßparametern. Die Ergebnisse werden an einem Modelltransistor diskutiert.

■ **Empirisches Modell des Enhancement-Transistors mit kurzem Kanal**
Es wird ein einfaches, für die rechnergestützte Netzwerkanalyse geeignetes Transistormodell entwickelt. Als wichtigste Kurzkanaleffekte werden die Kanalverkürzungen und der Einfluß der Drainspannung auf die Schwellspannung berücksichtigt.

■ **Zuverlässigkeitsprobleme beim Speicherschaltkreis U 253**
Am Beispiel des dynamischen Speicherschaltkreises U 253 wird auf Zuverlässigkeitsprobleme bei LSI-Schaltkreisen eingegangen. Es werden mögliche Fehlermechanismen und Maßnahmen zu ihrer Verhütung vorgestellt. An Hand der eigenen Ergebnisse und durch Auswertung entsprechender Veröffentlichungen in der internationalen Literatur wird der Beweis geführt, daß die Forderungen zum Wert der Betriebsausfallrate nur stufenweise über längere Zeiträume zu erreichen sind.

■ **Verfahren, Ausrüstungen und Werkstoffe für die Drahtkontaktierung von Halbleiterchips**
Der Beitrag gibt eine zusammenfassende Darstellung zum Stand von Wissenschaft und Technik der Verfahren zur Kontaktierung der strukturierten Anschlußfläche von Halbleiterchips durch Drahtbonden. Neben den dabei auftretenden typischen Kontaktsystemen in monolithischen Bauelementen sowie Aussagen zu deren Zuverlässigkeit werden die üblichen Drahtbondverfahren einschließlich der zugehörigen Geräteentwicklungen vorgestellt und Entwicklungstendenzen abgeleitet.

■ **Zum Zusammenhang zwischen Frequenzgang und Ortskurve von Magnetköpfen**

■ **Anwendung von akustooptischen Elementen in der Elektronik**

■ **Zum Problem der Belastungsabhängigkeit der Ausfallrate elektronischer Bauelemente**

■ **Leipziger Frühjahrsmesse 1980**
Neue elektronische Lösungen im Mittelpunkt des Angebots des VEB Kombinat Nachrichtenelektronik

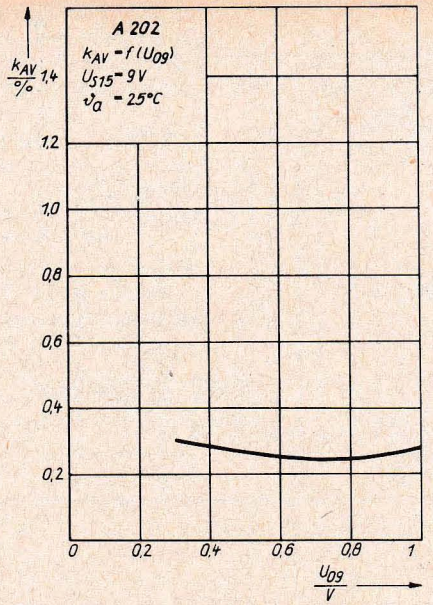


Bild 12: Aufnahmeverstärker mit automatischer Aussteuerungsregelung, Meßschaltung 2

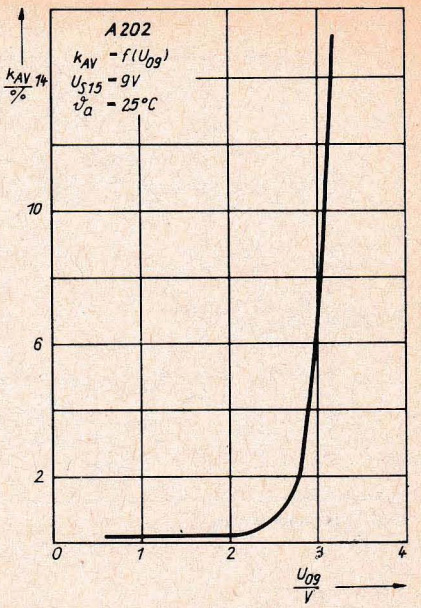


Bild 13: Aufnahmeverstärker ohne automatische Aussteuerungsregelung mit 5,1 kΩ Parallelwiderstand am Eingang, Meßschaltung 2

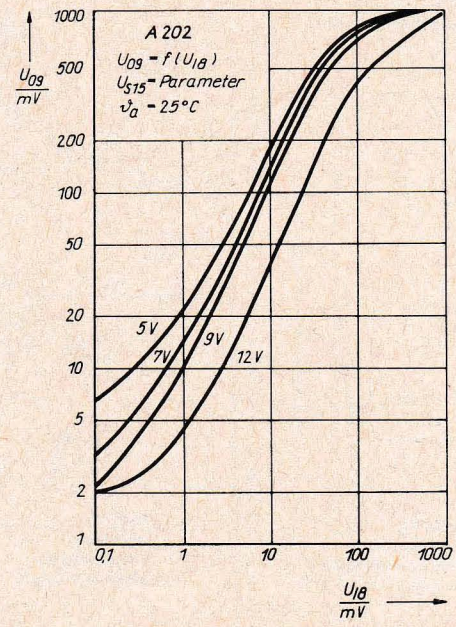


Bild 14: Aufnahmeverstärker mit automatischer Aussteuerungsregelung, Meßschaltung 2

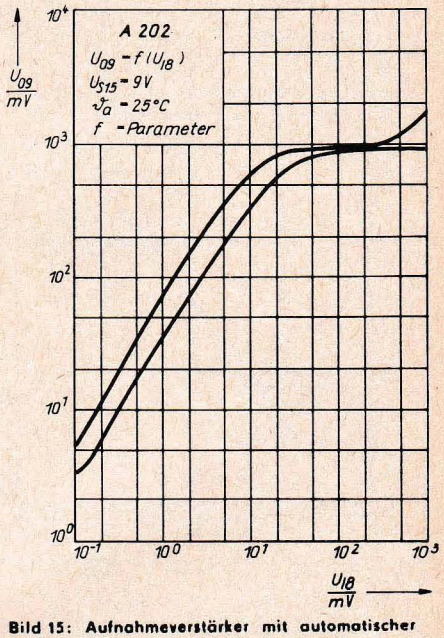


Bild 15: Aufnahmeverstärker mit automatischer Aussteuerungsregelung, Meßschaltung 2

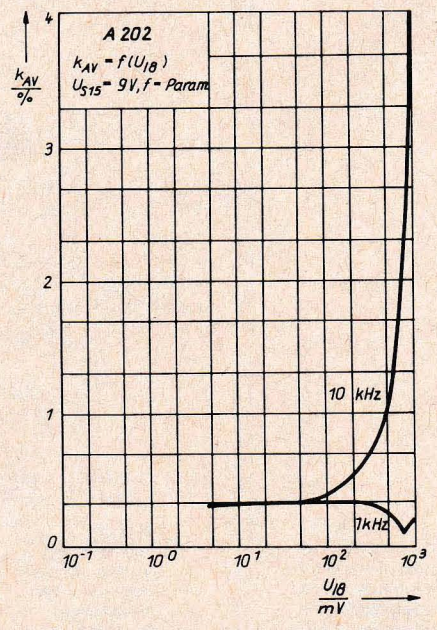


Bild 16: Aufnahmeverstärker mit automatischer Aussteuerungsregelung, Meßschaltung 2

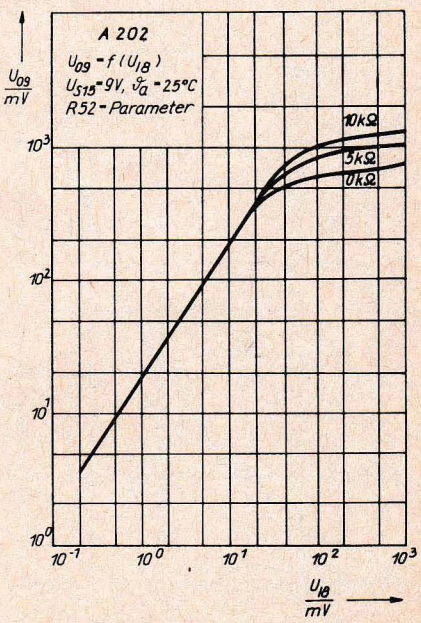


Bild 17: Aufnahmeverstärker mit automatischer Aussteuerungsregelung, Meßschaltung 2

Service- und Amateurinformationen (71)

Mitteilung aus dem VEB Stern-Radio Berlin

Radiokassettenrecorder Babett

Teil 1

Als Ergänzung zu unserer Gerätebeschreibung mit Stromlaufplan des Radiokassettenrecorders Babett auf den Seiten 175 bis 178 dieses Heftes veröffentlichen wir im folgenden einige Servicehinweise und die Abgleichanleitung.

1. Rundfunkteil – Einstellvorgänge

1.1. Stabilisierte Ausgangsspannung

Bei Netzbetrieb, gedrückter TB-Taste und gedrückter Taste Kurzzeitbeleuchtung wird die Ausgangsspannung des Netzteiles mit dem Steller R_{132} auf 9,0 V eingestellt, gemessen von X_{119} nach Masse mit einem Instrument $R_i \geqq 20\ k\Omega/V$.

1.2. Unterspannungsanzeige

Die Lichtemitterdiode (LED) V_{120} zeigt bei Batteriebetrieb den Zustand der sechs in Reihe geschalteten Monozellen R 20 an. Sinkt die Batteriespannung auf Grund verbrauchter Zellen unter den Wert von 6,0 V ab, so muß die LED verlöschen. Zur Einstellung dieses Schwellwertes wird eine externe Gleichspannungsquelle 6,0 V (z. B. vom TG 30/1) an X_{119} und Masse angeschlossen. Währenddessen ist nur die Taste Licht/Blatt zu betätigen. Der Regler R_{126} wird so eingestellt, daß die LED gerade verlischt.

Achtung!

Ein Kurzschluß von X_{113} nach Masse zerstört die LED V_{120} sofort!

2. Rundfunkteil – Prüf- und Abgleichvorschrift

2.1. Messung der ZF-Empfindlichkeiten

Einspeisung des Signals

Die Ankopplung des Generators erfolgt über 33 nF. Die zu messenden Werte beziehen sich bei AM auf eine Ausgangsleistung $P_a = 50$ mW am Lautsprecher (0,447 V an 4 Ω) und bei FM auf eine Summenspannung von 1 V (gemessen mit einem Instrument $R_i \geqq 100\ k\Omega/V$ an M 7).

Bei AM darf keine Taste, bei FM muß die UKW-Taste gedrückt sein. Ferner ist zu beachten, daß der Meßsender bei AM auf 1 000 Hz und 30 % Modulation sowie bei FM unmoduliert eingestellt wird. Weiterhin muß die Taste Hand/Automatik gedrückt sein (Klangsteller außer Betrieb) und der Lautstärkesteller auf Maximum stehen.

Besonderheit bei Kurzwelle

Entgegen der Standardoszillatorspule StSo 0102.00-42.00 wird im Babett ein Ferritkern Manifer 143 (rot) eingesetzt. Diese Änderung ist notwendig, weil dieser Kern bei dem vorliegenden Streufeld des Netztransformators kein FM-Brummen des Kurzwellenoszillators auslöst.

2.2. Allgemeines

- Vor dem Abgleich sind zuerst die Betriebsspannungen zu prüfen!
- Die Stromaufnahme der NF-Leiterplatte beträgt etwa 10 mA (Lautstärkesteller auf 0, Taste TB gedrückt, Laufwerk nicht eingeschaltet). Bei Zuschalten der HF-Leiterplatte AM (Taste MW oder Taste KW gedrückt) erhöht sich die Stromaufnahme um etwa 8 mA, bei FM (Taste UKW gedrückt) um etwa 10 mA auf etwa 20 mA.
- Die Spannungen werden gemessen mit einem Instrument $R_i \geqq 100\ k\Omega/V$.
- Sämtliche Abgleicharbeiten sind zu wiederholen, bis Optimalwerte erreicht sind.

2.3. ZF-Abgleich (Tafel 1)

2.4. HF-Abgleich (Tafel 2)

Hinweis:

Bei KW und UKW ist ein Fehlabgleich auf die Spiegelempfangsfrequenz möglich. Die Spiegelempfangsfrequenz muß sich jeweils im Abstand von $2 \times f_{ZF}$ über der Empfangsfrequenz bei erhöhtem Meßgeneratorpegel nachweisen lassen, sonst Fehlabgleich!

Tafel 1: ZF-Abgleich

FM-ZF	Reihenfolge des Abgleichs	Meßsender Frequenz	Modulation	Meßgeräteanschluß	Abgleich
Taste UKW gedrückt	1. L_{117} L_{116} L_{113} L_{112} L_{105}	10,7 MHz	ohne	Meßsender ($R_i = 75\ \Omega$) über 75 Ω in Reihe mit 33 nF an M 2 und an Masse Spannungsmesser an M 7 (X_{106}) nach Masse	auf Maximum, dabei Senderspannung so wählen, daß $U_{M7} \leqq 1$ V bleibt
	2. L_{117}	10,7 MHz	AM/30 %/1 kHz	Meßsender und Spannungsmesser wie unter 1.; Oszillograf an M 8 (X_{107}) und Masse	bei $U_{M7} = 1$ V auf AM-Min
AM-ZF	3. L_{118} L_{115} L_{114}	455 kHz	AM/30 %/1 kHz	Meßsender ($R_i = 75\ \Omega$, Kabel abgeschlossen) an UKW-Schalter 17, Masse an UKW-Schalter 12, Spannungsmesser an M 9 (X_{108}) und Masse	auf Maximum, dabei Generatorspannung so wählen, daß $-U_{M9} \leqq 200$ mV bleibt
keine Taste gedrückt					

Tafel 2: HF-Abgleich

		L-Abgleich Meßgeneratorfrequenz	Zeigerstellung	Abgleichelement	C-Abgleich Meßgeneratorfrequenz	Zeigerstellung	Abgleichelement	Abgleich des
UKW Taste UKW gedrückt	Meßgeräteanschluß Stabantenne an X_{101} ablöten, Meßsender ($R_i = 75\ \Omega$, Kabel nicht abgeschlossen) an X_{101} und Masse Modulat: FM 22,5 kHz Hub/1 kHz, Spannungsmesser an M 7 und Masse	87,0 MHz	Dezimalskale „0" (Rechtsanschlag)	L_{105}	104,5 MHz	Dezimalskale „10"	C_{117}	Oszillatorkreis
		88,2 MHz	Markierung	L_{102}	102,0 MHz	Markierung	C_{104}	Zwischenkreis
	Die Meßsenderspannung ist so zu wählen, daß $U_{M7} \leqq 1$ V bleibt – Abgleich auf max. U_{M7}. Dabei dient der NF-Pegel des Lautsprechers als Indikator!							
MW Taste MW gedrückt	Meßgenerator ($R_i = 75\ \Omega$, Kabel abgeschlossen) über 10 kΩ an M 4 und Masse, Spannungsmesser an M 9 und Masse Modulation: AM 30 %/1 kHz	517 kHz	Dezimalskale „0" (Rechtsanschlag)	L_{111}	1 610 kHz	Dezimalskale „10"	C_{131}	Oszillatorkreis
		585 kHz	Markierung	L_{108}	1 500 kHz	Markierung	C_{123}	Vorkreis
KW Taste KW gedrückt	wie MW	6,05 MHz	Markierung	L_{110}				Oszillatorkreis
		6,05 MHz	Markierung	L_{106}				Vorkreis
Die Meßsenderspannung so wählen, daß $-U_{M9} \leqq 200$ mV bleibt – Abgleich auf maximal U_{M9}. Dabei dient der NF-Pegel des Lautsprechers als Indikator!								

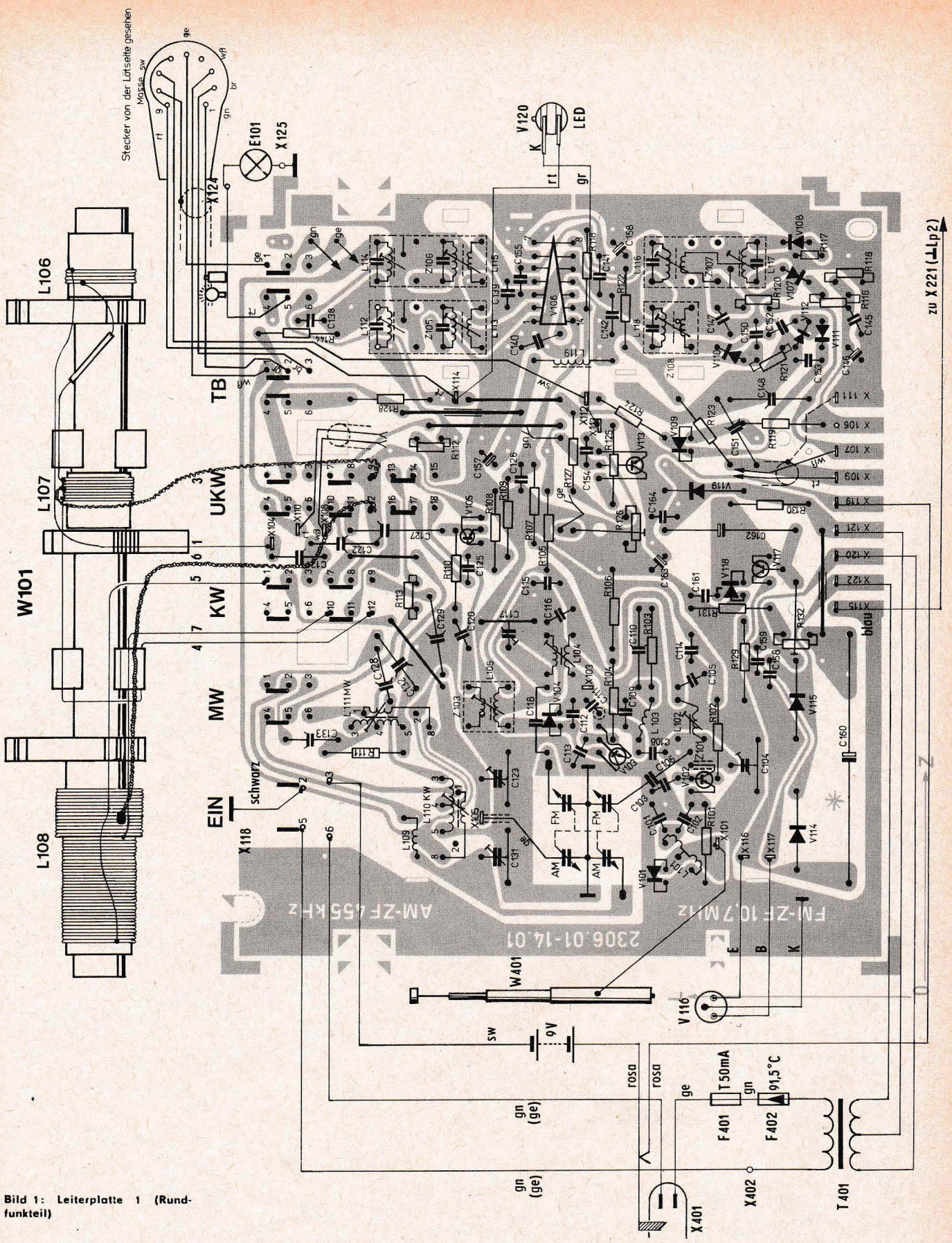


Bild 1: Leiterplatte 1 (Rundfunkteil)

3. Kassettenteil – Prüf und Abgleichvorschrift

3.1. Wechselspannungspegel des Wiedergabeentzerrerverstärkers

Ein NF-Generator (z. B. GF 20) wird über einen entsprechenden Vorwiderstand (≈ 1 kΩ bei GF 20) zwischen den Meßpunkten M 27 (X_{207}, Masse) und M 26 (X_{209}) auf der Leiterplatte 2 (Kassettenteil) angeschlossen; die Wiedergabetaste muß gedrückt sein. Bei einer Bezugsspannung von 775 mV ≙ 0 dBr (relativer Pegel) am Emitter des Transistors V_{204} (Meßpunkt M 25) müssen sich bei einer Frequenz von 333 Hz die im Bild 3 angegebenen Spannungen ergeben. Diese Spannungen werden an den einzelnen Meßpunkten mit einem NF-Millivoltmeter (z. B. MV 20) gemessen.

3.2. Frequenzgang des Wiedergabeentzerrerverstärkers

Ein NF-Generator (z. B. GF 20) wird, wie unter 3.1. beschrieben, angeschlossen. Am Überspielanschluß (Kontakte 3/2) wird ein NF-Millivoltmeter angeklemmt. Bei einer Frequenz von 333 Hz wird am Überspielanschluß (Kontakte 3/2) eine Spannung von 245 mV ≙ 0 dBr eingestellt. Die Eingangsspannung wird kon-

stant gehalten und der Frequenzgang des Wiedergabeentzerrerverstärkers aufgenommen. Folgende Werte müssen erreicht werden:

Frequenz in Hz	Ausgangspegel in dB Fe_2O_3	Ausgangspegel in dB CrO_2	Toleranz in dB
63	+12	+12	± 3
125	+8	+8	± 3
333	0	0	
500	−4	−4	± 2
1 000	−8	−9	± 2
2 000	−10	−13	± 2
4 000	−10	−14	± 2
6 300	−11	−14,5	± 2
8 000	−10,5	−14,5	± 3
10 000	−10	−14	± 3

3.3. Wechselspannungspegel des Aufnahmeentzerrerverstärkers

Wiedergabe- und Aufnahmetaste werden gedrückt. Durch Umschalten des H/A-Schalters auf Stellung Hand, Einstellen des Klangstellers auf Endstellung (rechter Anschlag) und Trennen der Brücke des Steckers X_{123} zwischen den Anschlüssen 9 und 6 (Unterbrechen der Stromversorgung für Löschgenerator) kann der Wechselspannungspegel gemessen werden. Danach wird der NF-Generator an den Überspielanschluß (Kontakte 3/2) angeschlossen. Die vom NF-Generator erzeugte Spannung wird so eingestellt, daß an R_{228} (18 Ω) (Meßfrequenz f = 333 Hz) bei Fe_2O_3-Betrieb eine Spannung von 3,6 mV und bei CrO_2-Betrieb eine Spannung von 5,1 mV liegt. Beide Pegel werden mit einem NF-Röhrenvoltmeter zwischen den Meßpunkten M 27 (X_{207}, Masse) und M 26 (X_{209}) gemessen.

3.4. Frequenzgang des Aufnahmeentzerrerverstärkers

Mit dem NF-Generator wird bei den angegebenen Meßfrequenzen an den Kontakt 3 des Überspielanschlusses jeweils soviel Spannung gelegt, daß sich am Widerstand R_{228} (Meßpunkte M 27 und M 26) bei Fe_2O_3-Betrieb eine konstante Spannung von U = 3,6 mV und bei CrO_2-Betrieb eine konstante Spannung von U = 5,1 mV eingestellt.

Die Ausgangsspannung bei einer Frequenz f = 333 Hz wird als Bezugsspannung ≙ 0 dBr angegeben. Folgende Werte müssen erreicht werden:

Frequenz in Hz	Ausgangspegel in dB Fe_2O_3	Ausgangspegel in dB CrO_2	Toleranz in dB
63	+0,5	+0,5	± 3
125	0	0	± 3
333	0	0	
500	0	0	± 2
1 000	−0,5	−0,5	± 2
2 000	−1	−1	± 2
4 000	−4	−4,5	± 2
6 300	−10	−11	± 2
8 000	−12	−12	± 3
10 000	−14	−12	± 3

Achtung!

Nach Beendigung dieser Messung ist die Brücke auf dem Stecker X_{123} zwischen den Anschlüssen 9 und 6 wieder herzustellen.

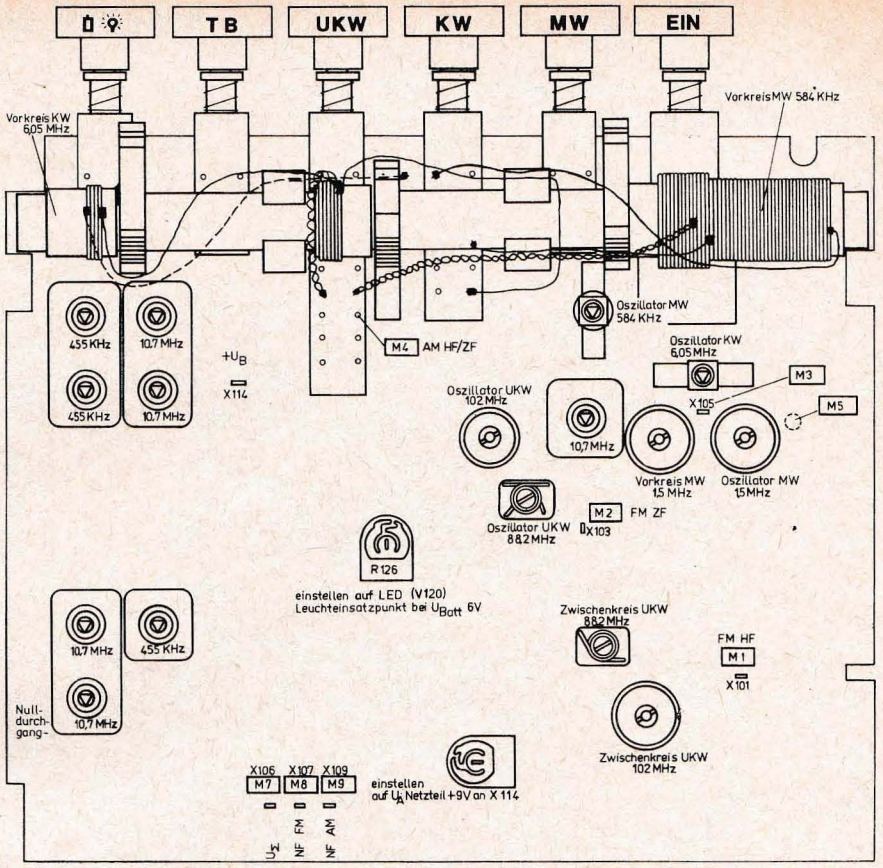


Bild 2: Abgleichplan Rundfunkteil

3.5. Wechselspannungspegel der Aussteuerungsautomatik

Das Gerät wird auf Stellung Aufnahme geschaltet. Bei einer Eingangsspannung von 2,5 V am Kontakt 3 des Überspielanschlusses und einer Meßfrequenz von f = 333 Hz müssen sich bei richtig arbeitender Automatik folgende Spannungen einstellen:

Fe_2O_3-Betrieb: 3,4...3,6 mV zwischen M 27 (X_{207}) und M 26 (X_{209})

CrO_2-Betrieb: 5,0...5,1 mV zwischen M 27 (X_{207}) und M 26 (X_{209})

Achtung!

Die Brücke zwischen den Anschlüssen 9 und 6 des Steckers X_{123} trennen! Eine andere Möglichkeit der Überprüfung der Funktionsweise der Aussteuerungsautomatik ist das Messen der Spannung am Meßpunkt M 25 (X_{213}) gegen Masse. Sie muß 0,8...0,9 V betragen bei einer an den Kontakt 3 des Überspielanschlusses angelegten Eingangsspannung von 2,5 V.

Einstellen der Vormagnetisierung

Der Vormagnetisierungsstrom wird ohne NF-Signal mit dem Einsteller R_{254} eingestellt. Der erforderliche Strom wird als Spannungsabfall über dem Widerstand R_{228} (Meßpunkte M 27 und M 26) mit einem NF-Millivoltmeter gemessen.

Spannung U_{R228} ≙ Vormagnetisierungsstrom

Fe_2O_3 8,4 mV ≙ 0,466 mA

CrO_2 12,8 mV ≙ 0,711 mA

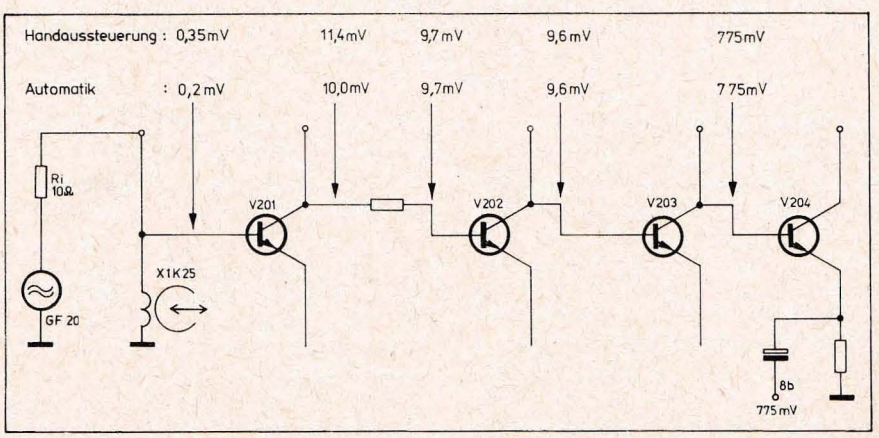


Bild 3: Spannungswerte im Kassettenteil

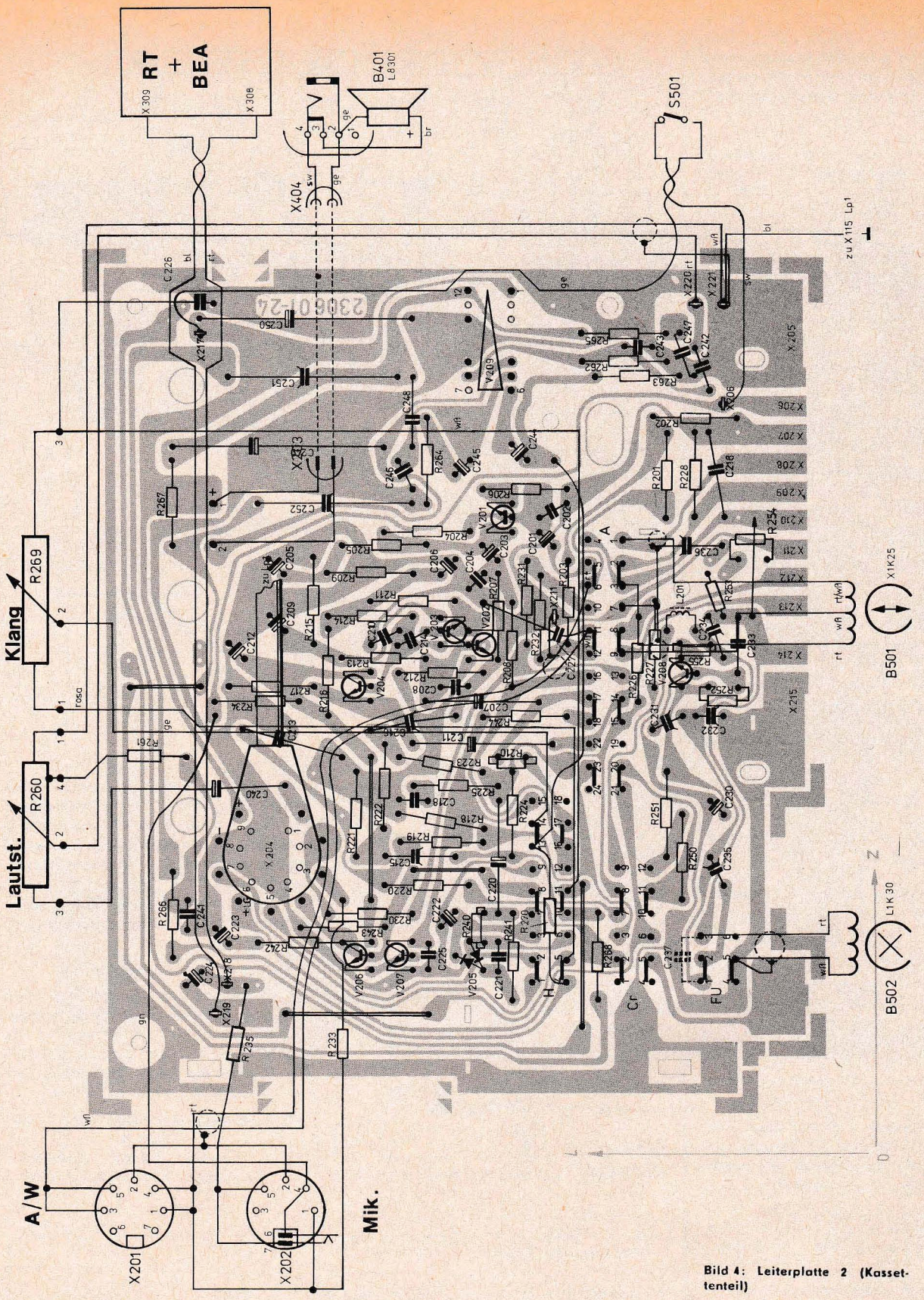


Bild 4: Leiterplatte 2 (Kassettenteil)

3.6. Messen der Löschgeneratorspannung

Die Generatorspannung des Löschgenerators wird entweder direkt am Löschkopf oder an den Kontakten X_{214} (M 30) und X_{215} (M 31) der Leiterplatte 2 (Kassettenteil) gemessen. Sie muß bei Fe_2O_3-Betrieb 11...15 V und bei CrO_2-Betrieb 15...20 V betragen. Die Generatorspannung wird mit einem NF-Millivoltmeter (z. B. MV 20) gemessen. Werden die angegebenen Spannungswerte nicht erreicht, so ist der Transistor V_{208} (SF 126 D) durch ein Exemplar mit höherer Stromverstärkung zu ersetzen.

3.7. Messen und Abgleich der Löschfrequenz

Durch die Kombination Kassettengerät mit Rundfunkempfänger ergeben sich bei AM-Betrieb Störungen infolge von Überlagerungen der Löschfrequenzoberwellen mit MW-Sendern. Bei einer Löschfrequenz von 72 kHz $\pm$ 2,2 kHz ergeben sich keine Überlagerungen mit der AM-ZF. Deshalb ist dieser Wert unbedingt einzuhalten. Nach Reparaturen am Löschgenerator ist dieser Wert zu kontrollieren und bei Abweichungen neu abzugleichen. Dazu wird ein Frequenzzeiger an den Kontakten X_{214} und X_{215} bzw. direkt am Löschkopf angeschlossen und durch Parallelschalten eines Kondensators C_{237} zum Kondensator C_{235} auf die Sollfrequenz abgeglichen.

Die typische Stromaufnahme des Löschgenerators beträgt bei Fe_2O_3-Betrieb 28 mA $\pm$ 5 mA und bei CrO_2-Betrieb 40 mA $\pm$ 6 mA.

Wird fortgesetzt

Radiokassettenrecorder Babett

Ing. WERNER KREUZMANN

Mitteilung aus dem VEB Stern-Radio Berlin

Mit dem vom VEB Antennenwerke Bad Blankenburg entwickelten Radiorecorder Babett stellt der VEB Stern-Radio Berlin ein neues Gerät vor, das sich vor allem durch seinen kompakten Aufbau und damit durch relativ geringe äußere Abmessungen auszeichnet. Mit seinen technischen Daten und Gebrauchseigenschaften genügt es auch höheren Ansprüchen.

Konstruktiver Aufbau

Der Radiorecorder Babett setzt sich im wesentlichen aus drei Baugruppen zusammen:

- Batteriekammer mit Transformator
- Rundfunkleiterplatte
- Kassettenbaustein.

Diese sind von zwei Gehäuseschalen aus schwarzem Plastwerkstoff umgeben.

Auf der linken Geräteoberseite befinden sich sechs Bedientasten für den Kassettenteil mit den Funktionen Vorlauf, Wiedergabe, Rücklauf, Pause, Stopp/Lift und Aufnahme. Dahinter sind in einer Mulde zwei Schiebesteller für Lautstärke- und Klangregelung angebracht. Seitlich gibt es noch drei Tasten zur Hand/Automatik-, Fe_2O_3/CrO_2- und Löschfrequenz-Umschaltung. Die rechte Geräteoberseite wird von der Bereichsskale, den Tasten für Licht/Batteriekontrolle, TB, UKW, KW, MW und dem Ein/Aus-Schalter eingenommen. An der rechten Seitenwand des Gerätes befindet sich ein großer gerändelter Knopf zur Sendereinstellung.

Schaltungsbeschreibung

Rundfunkteil

Der Rundfunkteil erlaubt den Empfang der Bereiche UKW, MW und KW (49-m-Band).

A M

Bei AM arbeitet der Transistor V_{105} als Mischstufe und auch als Oszillatorschaltung. Die Abstimmung erfolgt kapazitiv durch einen Doppeldrehkondensator im Vorkreis und Oszillatorkreis. Die zum Zweck des besseren Abgleichs in zwei Spulen getrennte KW-Vorkreisinduktivität und die Vorkreisspule für MW befinden sich auf einem Ferritstab.

Das am Ausgang des Mischtransistors V_{105} zur Verfügung stehende ZF-Signal wird dem LC-Filter Z_{106} zugeführt. Die ZF-Verstärkung übernimmt die IS A 281 D. Mit Hilfe der Diode V_{110} erfolgt die Demodulation des am Filter Z_{108} ausgekoppelten AM-ZF-Signals. Über R_{122} wird die Regelspannung ausgekoppelt und gelangt auf Pin 5 der A 281 D. Eine Schaltung innerhalb der IS sorgt für die Regelung.

F M

Das von der Teleskopantenne aufgenommene UKW-Signal gelangt über einen Eingangskreis L_{101}, C_{101} auf den Emitter des Eingangstransistors V_{102}. Die Diode V_{101} schützt den Eingangstransistor vor den Folgen statischer Auf- bzw. Entladung des Gerätes. Nach der Vorselektion am Eingangskreis wird das Signal von V_{102} verstärkt und gelangt auf den abgestimmten Zwischenkreis (L_{102}, C_{104}, C_{106}, C_{107}). In der sich anschließenden selbstschwingenden Mischstufe V_{103} erfolgt die Umsetzung auf die Zwischenfrequenz von 10,7 MHz, die vom Filterkreis Z_{103} ausgekoppelt wird.

Die ZF-Verstärkung erfolgt in dem in Emitterschaltung betriebenen Transistor V_{105} und nach dem Bandfilter Z_{105}, ebenfalls wie bei AM in der IS A 281 D. Daran schließt sich als FM-Demodulator der Radiodetektor mit Z_{107} an. Die Demodulation erfolgt mit Hilfe des Diodenpaares V_{107}, V_{108}. Am Anschluß X_{107} steht das NF-Signal zur Verfügung. Die am Kondensator C_{146} entstehende Summenspannung wird der Abstimmanzeigeschaltung zugeführt.

NF-Teil

Bei nicht gedrückter TB-Taste gelangt das NF-Signal eines empfangenen AM- bzw. FM-Senders über Pin 1 des neunpoligen Steckverbinders auf die NF-Leiterplatte. Es wird über C_{240} auf den am Eingang des NF-Verstärkers liegenden Lautstärkesteller R_{260} gekoppelt. Die Klangbeeinflussung des NF-Signals erfolgt im Gegenkopplungszweig des NF-Leistungsverstärkers der IS A 205 K. Sie erfolgt mit Hilfe des Schiebestellers R_{269} in Verbindung mit der RC-Kombination R_{270}, R_{266}, R_{268}, R_{267}, C_{251}, C_{252}. Die Schaltung arbeitet nach dem Prinzip der Klangwaage.

Wenn der Kassettenbaustein im Betriebszustand „Handaussteuerung" arbeitet, kann mit dem Steller R_{269} die Aussteuerung erfolgen. In diesem Zustand wirkt die Klangregelung bei der Rundfunkwiedergabe nicht. Das Signal wird dann mit optimalem Frequenzgang übertragen und erreicht bei 9 V Batterie- und Netzbetrieb eine Ausgangsleistung von $\geqq$ 1,5 W.

Kassettenteil

Der Kassettenteil des Gerätes ist mit Chromdioxidumschaltung, Aussteuerungsautomatik und automatischer Bandendabschaltung ausgestattet. Aufnahmen können direkt vom eingebauten Rundfunkteil oder über die Eingangsbuchsen X_{201} bzw. X_{202} von anderen externen NF-Quellen erfolgen.

Die elektronische Bandendabschaltung wird nicht nur am Bandende, sondern auch bei Bandlaufstörungen wirksam. Durch die Zweifunktionstaste Stopp/Lift wird eine Fehlbedienung des Kassettenteils durch vorzeitigen Kassettenauswurf während einer Lauffunktion verhindert. Die Rücklauftaste ist rastend ausgeführt. Die Pausentaste ermöglicht Schnellstopp des Bandes bei Aufnahme und Wiedergabe.

Der Kassettenbaustein des Babett besteht aus dem Laufwerk mit Motorregel- und Bandendabschaltungsplatine und der NF-Leiterplatte. Auf ihr befinden sich der Aufnahme-Wiedergabe-Entzerrerverstärker (V_{202}, V_{203}, V_{204}), der Aufnahme-Wiedergabe-Vorverstärker (V_{201}), die Chromdioxidumschaltung, die automatische Pegelregelung (V_{205}, V_{206}, V_{207}), die Pegelregelung von Hand (R_{269}), der Löschgenerator (V_{208}) und die NF-Endstufe (V_{209}) mit Lautstärke- (R_{260}) und Klangregelung (R_{269}).

R u n d f u n k - u n d T B - B e t r i e b

Das NF-Signal des Rundfunkteiles gelangt über Anschluß TB_1 bzw. TB_2 bei nicht gedrückter TB-Taste über C_{240} an die Lautstärkeregelung und wird so der NF-Endstufe zugeführt. Gleichzeitig gelangt das Signal über R_{233} an die Diodenbuchse X_{201} oder an den Eingang des V_{201}, wo es zur internen Bandaufzeichnung verwendet werden kann.

A u f n a h m e

Das über C_{201} an V_{201} gelangte NF-Signal wird verstärkt und anschließend in seinen Pegel eingeregelt. Bei Handaussteuerung erfolgt die Regelung durch R_{269}. Bei Automatikaussteuerung arbeitet V_{207} als veränderlicher Widerstand.

Anschließend gelangt das Signal zum Entzerrerverstärker, der eine Anhebung der hohen Frequenzen bewirkt. Durch Betätigen des Fe_2O_3/CrO_2-Umschalters werden die Zeitkonstanten des Entzerrergliedes dermaßen verändert, daß bei CrO_2-Betrieb die Höhenanhebung des Signals geringer ist. Vom Entzerrerverstärker gelangt das NF-Signal über den Tiefpaß R_{241}, C_{221} zur Gleichrichterschaltung für die automatische Pegelregelung und über R_{226} zum Aufnahme-Wiedergabekopf.

Für CrO_2 ist ein höherer Aufsprechstrom erforderlich. Zu diesem Zweck wird mit der CrO_2-Taste das Signal parallel zu R_{226} noch über den zugeschalteten R_{227} zum Kopf geführt.

Der Aufsprechstrom wird über die halbe Kopfwicklung und der Vormagnetisierungsstrom über die gesamte Kopfwicklung eingespeist. Dieser ist mit R_{254} einstellbar. Die Frequenz des Löschgenerators liegt bei etwa 72 kHz und kann mit der FU-Taste um etwa 2 kHz verringert werden. Damit ist es möglich, eventuell auftretende Interferenzpfeiftöne bei AM-Aufnahmen zu verhindern.

W i e d e r g a b e

Die vom Kombikopf abgegebene Wechselspannung wird von V_{201} vorverstärkt. Der Kondensator C_{202} bildet zusammen mit der Kopfinduktivität einen Schwingkreis mit

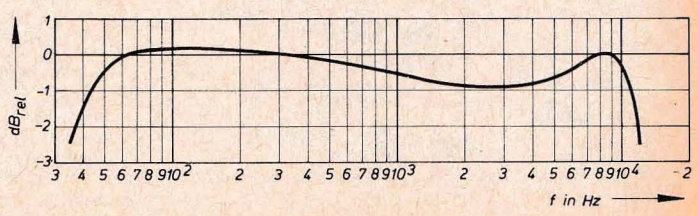


Bild 1: Frequenzgang des Kassettenbausteins mit Fe_2O_3-Band

einer Resonanzfrequenz von etwa 10 kHz. Dadurch wird der Wiedergabefrequenzgang bei den hohen Frequenzen verbessert. Das Signal gelangt nun über den Wiedergabeentzerrer zum Lautstärkeregler und kann dann im NF-Endverstärker vergrößert werden. Bild 1 zeigt den Frequenzgang über Band mit Fe_2O_3-Kassette.

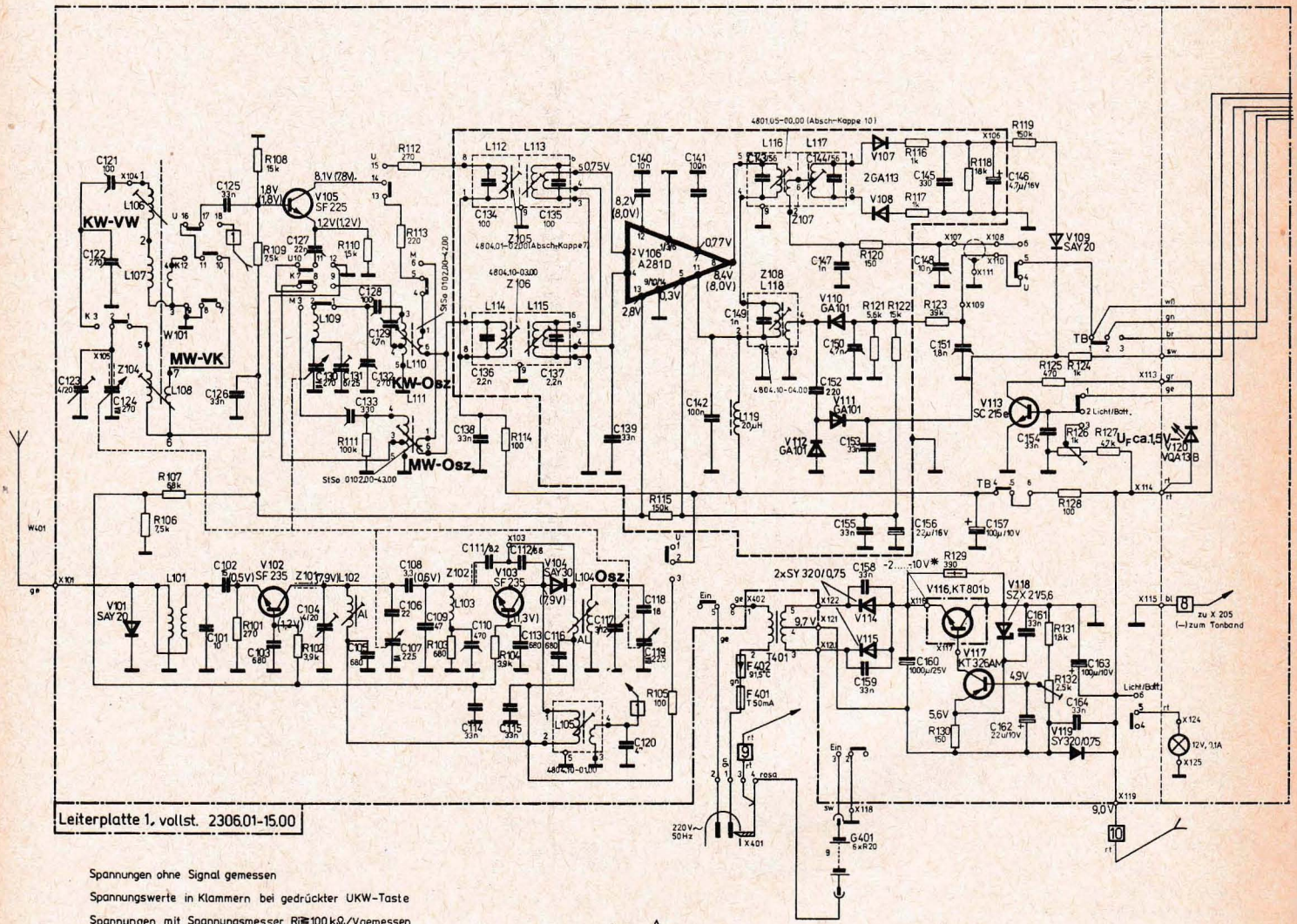
Automatische Bandendabschaltung

Die automatische Bandendabschaltung ist bei den Funktionen Wiedergabe, Aufnahme und schneller Rücklauf wirksam. Sie löst die jeweils rastenden Tasten aus, wenn der Aufwickeldorn zum Stehen kommt. Aus diesem Grund wird beim Betätigen der Pausentaste die Automatik abgeschaltet. V_{304} und V_{305} bilden einen komplementären astabilen Multivibrator mit einer Zeitkonstanten von $\tau = 8$ s. Bei drehendem Aufwickel werden positive Impulse erzeugt, die über V_{301} an die Basis von V_{305} gelangen, so daß V_{305} und damit auch V_{304} nicht leitend sind.

Steht der Aufwickeldorn, bleiben die positiven Impulse aus, und V_{305} steuert auf Grund seiner jetzt negativen Basisspannung durch. Damit wird auch V_{304} leitend. Der Elektromagnet K_{501} führt Strom und betätigt die Bandendabschaltung. Vom Stillstand des Aufwickeldorns bis zum Einschalten des Magneten vergehen etwa vier Sekunden.

Drehzahlregelteil

Der Schaltkreis V_{306} enthält Referenzspannungsquelle, Differenzverstärker und Regeltransistor. Das Netzwerk C_{308}, L_{301}, L_{302}, C_{311} dient der Entstörung des Motors. Mit R_{301} kann die Spannung am Eingang des Differenzverstärkers und damit die Motordrehzahl verändert werden.

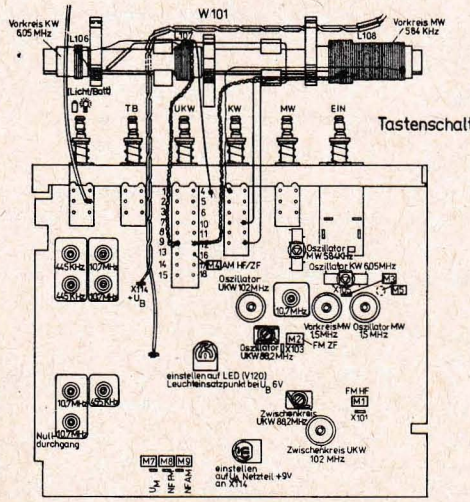


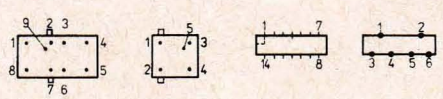
Spannungen ohne Signal gemessen

Spannungswerte in Klammern bei gedrückter UKW-Taste

Spannungen mit Spannungsmesser Ri ≥ 100 kΩ/V gemessen

*je nach Belastung





auf Lötanschlüsse gesehen

Symbolik:

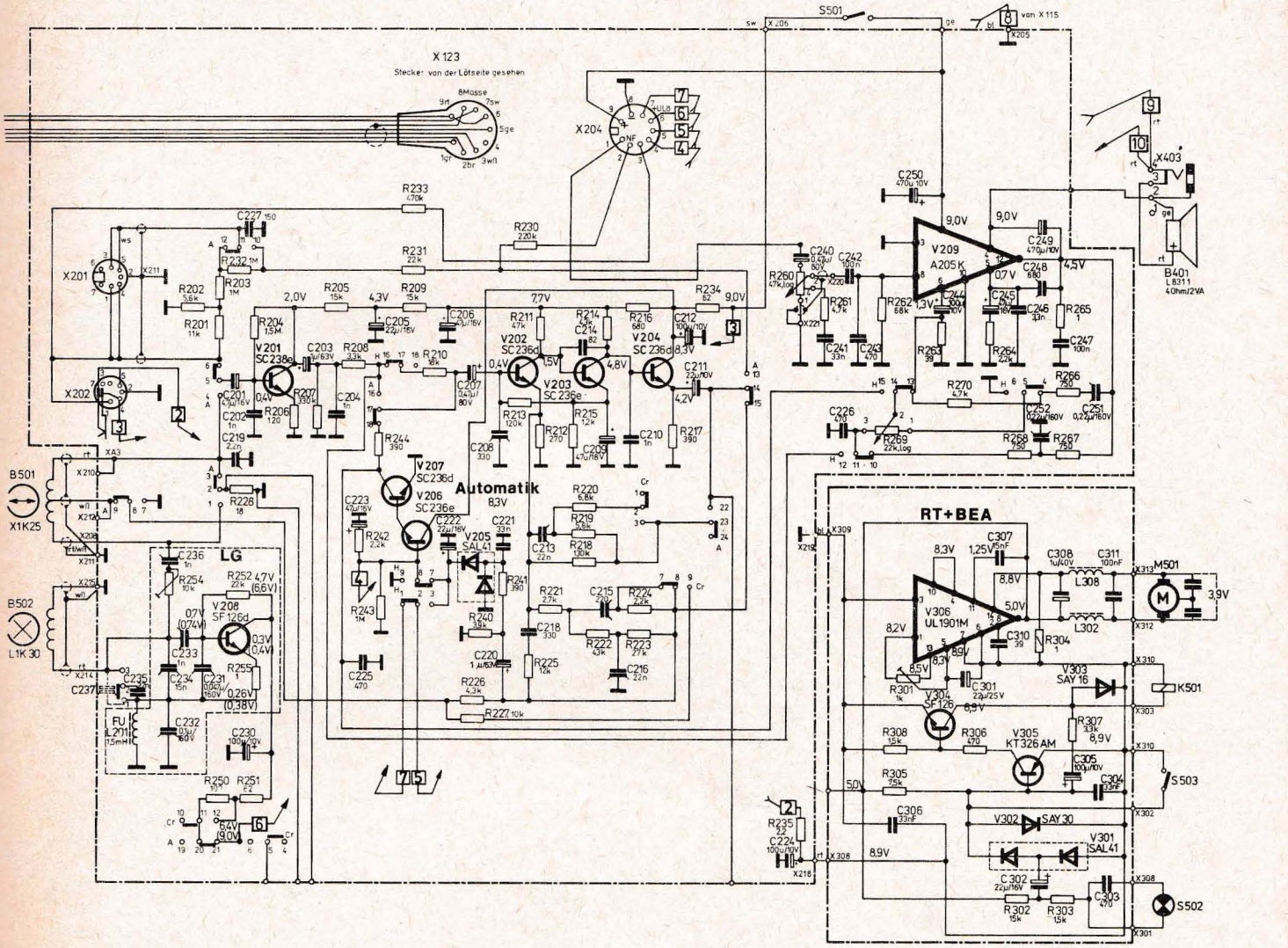
- E Beleuchtung
- F Sicherung
- G Batterie
- T Trafo
- V Halbleiterbauelemente
- W Antenne
- X Buchse Lötöse, Messerkontakt
- Z Filter
- S Schalter
- M Meßpunk
- B Wandler

Technische Parameter

Empfänger		HF-Selektion	AM ≧ 25 dB FM ≧ 20 dB	Bandgeschwindigkeit	4,76 cm/s
Wellenbereiche	UKW 87,5...104 MHz KW 5,9...6,2 MHz MW 520...1 605 kHz	Demodulation	AM = Diode FM = Radiodetektor	Frequenzumfang	63...10 000 Hz
Zwischenfrequenz	AM 455 kHz FM 10,7 MHz	Antenne	AM = Ferritantenne FM = Teleskop-antenne	Tonhöhenschwankungen	≦ 0,3 %
Kreise AM FM	fest 3/6 variabel 2,2	Stromversorgung Batterie Netz	6 Monozellen Typ R 20 220 V, 50 Hz über Anschlußleitung	Klirrkoeffizient k_3	≦ 8 %
Abstimmung	AM- und FM-Drehkondensator	Kassetten- und NF-Teil		Fremdspannungsabstand	≧ 40 dB
Empfindlichkeit	UKW – 97 dB (mW) MW – 60 dB (V/m) KW – 67 dB (V/m)	Umspulzeit	für K 60 etwa 90 s	Geräuschspannungs-abstand	≧ 37 dB
				Nebenspurdämpfung	≧ 55 dB
				Löschdämpfung	≧ 60 dB
				Regelbereich der Aus-steuerungsautomatik	≧ 20 dB
				Ausgangsleistung des NF-Verstärkers	1,5 W bei k ≦ 10 %

Bild 2: Stromlaufplan des Babett
Während des Druckes ergaben sich folgende Änderungen: V_{305} (KT 326 A; M) in KT 209 A

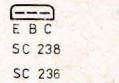
Fortsetzung auf Seite 178

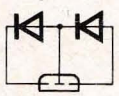


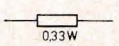
Anschlußbelegung

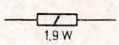
X 201		Buchse-Tonband
X 202		Buchse-Schaltmikrofon
X 203		Messerleiste-Lautsprecher
X 204		Fassung-Rundfunkteil
X 205 - X 216		Messerkontakt
X 206, X 211, X 217 - 221		Lötöse
M 20 - M 28	Meßpunkte	AM-Verstärker, Automatik
M 30, M 31	Meßpunkte	Löschgenerator
M 32 - M 34	Meßpunkte	NF-Endverbraucher

Bauelemente





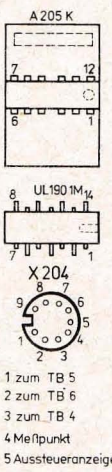




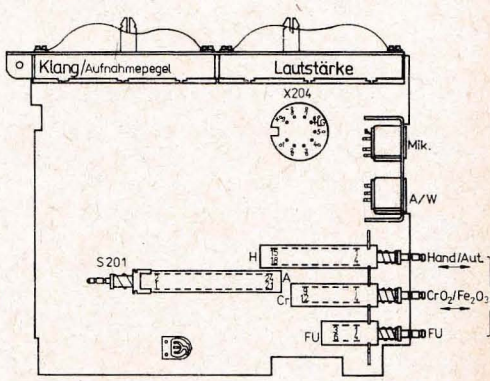
Halbleiterbauelemente von Lötanschlußseite gesehen

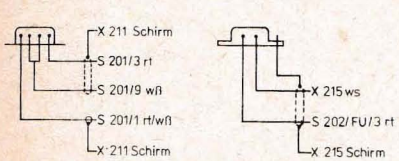
Kennzeichnung

Kennzeichnung des Außenbelages



Spannungen ohne Signal gemessen
Spannungswerte in Klammern bei CrO_2-Betrieb
Spannungen mit Spannungsmesser $R_i \geq 100\,k\Omega$/V gemessen





Antriebsbausteine für HiFi-Plattenspieler

Dipl.-Phys. KLAUS FRITZSCHE

Mitteilung aus dem VEB Zentrallaboratorium für Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik Dresden

Schaltungstechnik und Qualitätsparameter der in den Schallplattenabspielgeräten der HiFi-Klasse eingesetzten Antriebsbausteine mit Synchronmotor und Pese werden im folgenden gegenübergestellt.

Seit mehreren Jahren werden in Schallplattenabspielgeräten der HiFi-Klasse relativ langsam laufende Synchronmotoren mit Pese als Antriebseinheit verwendet. Die Drehzahl dieser Motoren ist direkt proportional zur speisenden Frequenz. Sie liegt im Bereich von 250 U/min...500 U/min und läßt sich mit einer Pese, die gute Filtereigenschaften sichert, auf die geforderten Tellerdrehzahlen von 33 U/min und 45 U/min untersetzen. Damit keine weiteren Störungen vom Motor zum Abtastsystem übertragen werden, wird bei diesem Konzept ein Zwischenchassis, das Teller und Tragarm trägt, schwingend befestigt.

Das Beispiel des Plattenspielers Opal 216 zeigt, daß die einfachste Lösung eines solchen Antriebs bei Betrieb mit Netzfrequenz mit nur einer Tellerdrehzahl erreicht wird. Sie ist für viele Anwendungsfälle ausreichend. Es gibt auch mechanische Pesenumschalteinrichtungen für zwei Tellerdrehzahlen. Nicht durchgesetzt haben sich feinverstellbare mechanische Pesenübersetzungen.

Für höhere Ansprüche wird der Synchronmotor bei diesem Antriebskonzept aus gesonderten elektronischen Generatorbausteinen gespeist.

Zur Gewährleistung sehr guter Laufwerkparameter ist einmal die Kopplung des schwingend aufgehängten Zwischenchassis zu optimieren, und zum anderen sind die Motorstörungen zu minimieren. Während die Frequenzverhältnisse der Zwischenchassisaufhängung sowie die der Pesennachgiebigkeit in Verbindung mit dem Tellerträgheitsmoment beispielsweise bei den Plattenspielern Opal 216 und Granat 216 als optimal bezeichnet werden können, besteht generell das Problem der Verbesserung der Trittschallempfindlichkeit. Untersuchungen führten zu dem Ergebnis, daß in nachfolgenden Gerätetypen eine Zugfederaufhängung mit tiefliegendem Schwerpunkt des Zwischenchassis (möglichst im Tellerlager) vorgesehen wurde. Eine weitere Verbesserung des Antriebsprinzips ist somit nur noch durch Minimierung der Motorstörungen zu erreichen.

Betrachtungen zum Motor

Zur Verfügung steht eine spezielle Ausführung des Synchronmotors LSS 5/16, der hauptsächlich zum Antrieb für Regler, Schaltwerke, Meßgeräte u. dgl. bei einer Betriebsfrequenz von 50 Hz eingesetzt wird.
Der LSS 5/16 besteht aus zwei übereinander angeordneten Motoren. Die Statoren beider Motoren sind um etwa 11,25° gegeneinander versetzt. Nach [1] lassen sich mit einem derartigen Statorpaket drei typische Magnetfelder erzeugen. Durch Parallelschalten beider Statorspulen und Anlegen einer Wechselspannung entsteht im Motor ein pulsierendes Feld. Sind die Statorpakete um $\alpha_e = \pi/2$ ($\alpha_e = \alpha_m \cdot$ Polpaarzahl) versetzt, und die Phasenverschiebung der Ströme in den Spulen beträgt gleichfalls $\pi/2$, so entsteht bei gleichen Magnetfeldamplituden ein Kreisrotationsfeld. Werden diese Amplituden- bzw. Phasenbedingungen nicht erfüllt, bildet sich ein Ellipsenrotationsfeld aus.
Der Zeitmittelwert der vom Motor abgegebenen Synchronmomente ist für alle drei Magnetfeldarten gleich Null. Der Anlauf der Motoren kann demzufolge nur durch Schwingungen des Rotors bis zu einer bestimmten Synchrondrehzahl erfolgen. Diese ist abhängig vom Magnetfeld des Stators, vom Magnetfeld des Rotors, dessen Lagerreibung und dem wirksamen Trägheitsmoment. Bei den Rotationsfeldern wird eine Drehrichtung bevorzugt. Das Synchronmoment des Motors ist bei pulsierenden bzw. Kreisrotationsfeldern nur zeitlichen Schwankungen unterworfen, während bei Ellipsenrotationsfeldern zusätzliche räumliche Veränderungen auftreten. Die Störungen des Motors müßten aus diesen Gründen bei einem pulsierenden Feld und dem Kreisrotationsfeld geringer als beim Ellipsenrotationsfeld sein. Der Anlauf mit einer Vorzugsrichtung ist nur bei den Rotationsfeldern gegeben. Bei der Entwicklung der Antriebsbausteine für die Geräte Opal 216 und Granat 216 wurde darauf orientiert, möglichst Kreisrotationsfelder zu erreichen. Durch die Verwendung von Elektrolytkondensatoren mit großen Toleranzen war diese Bedingung beim Opal 216 kaum zu erfüllen. Mit dem Antriebsbaustein Granat 216 läßt sich eine Pegelgleichheit für beide Spulen realisieren. Die geforderte Phasenverschiebung liegt geringfügig unter 90°.

Untersuchungen zur Speisung mit sinusförmigen Wechselspannungen

Zur weiteren Verbesserung der Laufwerkparameter wurde das Rumpelspannungsspektrum über eine Meßschallplatte LB 239 analysiert. Der allgemeine Störpegel hatte im Bereich von 20...100 Hz einen Abstand von etwa 55 dB zum Nutzsignal, aus dem bei 40,7 Hz die Motorstörung mit 5...10 dB heraustrat. Die Phasendifferenz der beiden Spannungen der Motorspulen konnte zwischen 70° und 95° und das Spannungsverhältnis von 1 bis 0,7 ohne deutlich erkennbaren Einfluß auf die Motorstörung variiert werden. Da die Tragarm-Schüttelresonanz Störungen der gleichen Größenordnung hervorruft, wurden erst einmal ökonomischere Generatorbausteine mit integrierten Schaltkreisen untersucht.

Generatorbaustein des Gerätes Granat 216

Der Generatorbaustein (Bild 1) besteht aus der Oszillatorschaltung mit den Pegelanpassungsstufen und zwei Endstufen zur Ansteuerung der Motorspulen.

Die Oszillatorschaltung (T_1, T_2) arbeitet nach dem Phasendifferenzprinzip. Mit dem Schalter S_{1b} läßt sich die erzeugte und durch R_4 bzw. R_5 abgeglichene Frequenz zwischen 40,7 Hz und 55 Hz umschalten. Der Steller R_8 ermöglicht eine Feinverstellung der Frequenzen um etwa $\pm 3\,\%$. Zur Regelung der Amplitude läßt sich der Wechselstromwiderstand am Kollektor von T_1 über die Dioden D_2 und D_3 verändern. Da sich mit Hilfe von Dioden nur sehr kleine Wechselspannungen regeln lassen, erfolgt die Dimensionierung so, daß am Kollektor von T_1 12...20 mV auftreten. Um eine Regelung zu ermöglichen, werden die 200...300 mV am Kollektor von T_2 durch T_3 auf etwa 1,2 V verstärkt und über T_4 niederohmig zur Verfügung gestellt. Die an R_{16} abgegriffene Wechselspannung wird gleichgerichtet, verdoppelt und steuert den Wechselstromwiderstand der Dioden D_2 und D_3. Der Abgleich erfolgt unter Einbeziehung der Endstufe T_7, T_8 und des Auskoppelkondensators C_{24}. Über R_{40} und S_{1d} wird eine höhere Ausgangsspannung bei angehobenem Tragarm erzeugt, um einen schnellen Anlauf zu sichern. Zur Verringerung der Störungen wird der Motor während des Abspielvorganges mit niedrigeren Spannungen betrieben. Bei 55 Hz wird in Abspielstellung durch R_{16} und R_{31} an beiden Motorspulen eine Spannung von 4,0 V eingestellt. Wird die Frequenz auf 40,7 Hz umgeschaltet, sinkt die Ausgangsspannung der Endstufe T_7, T_8 auf Grund der Koppelkondensatoren C_{21} und

---

Fortsetzung von Seite 177

Allgemeines

Anschlüsse

- Buchse für Netzanschluß (220 V, 50 Hz)
- Buchse für Zusatzlautsprecher (4 Ω)
- Überspielbuchse
- Buchse für Mikrofon mit Schaltkontakt

Lautsprecher: L 8311, 4 Ω, 2 VA

Besonderheiten

- je ein integrierter Schaltkreis für NF, ZF und Motorregelung
- Aufnahme und Wiedergabe umschaltbar von Eisenoxid auf Chromdioxid
- Pausentaste
- kombinierte Stopp/Auswurftaste
- elektronische Bandendabschaltung
- Handaussteuerung und Aussteuerungsautomatik
- Aussteuerungsanzeige bei Handaussteuerung
- Abstimmanzeige bei Rundfunk
- Klangwaage
- gehörrichtige Lautstärkeregelung
- Batteriespannungskontrolle
- Kurzzeitskalenbeleuchtung

Leistungsaufnahme	maximal 10 W
Masse	etwa 3 kg ohne Batterien
Abmessungen in mm	310 × 195 × 85

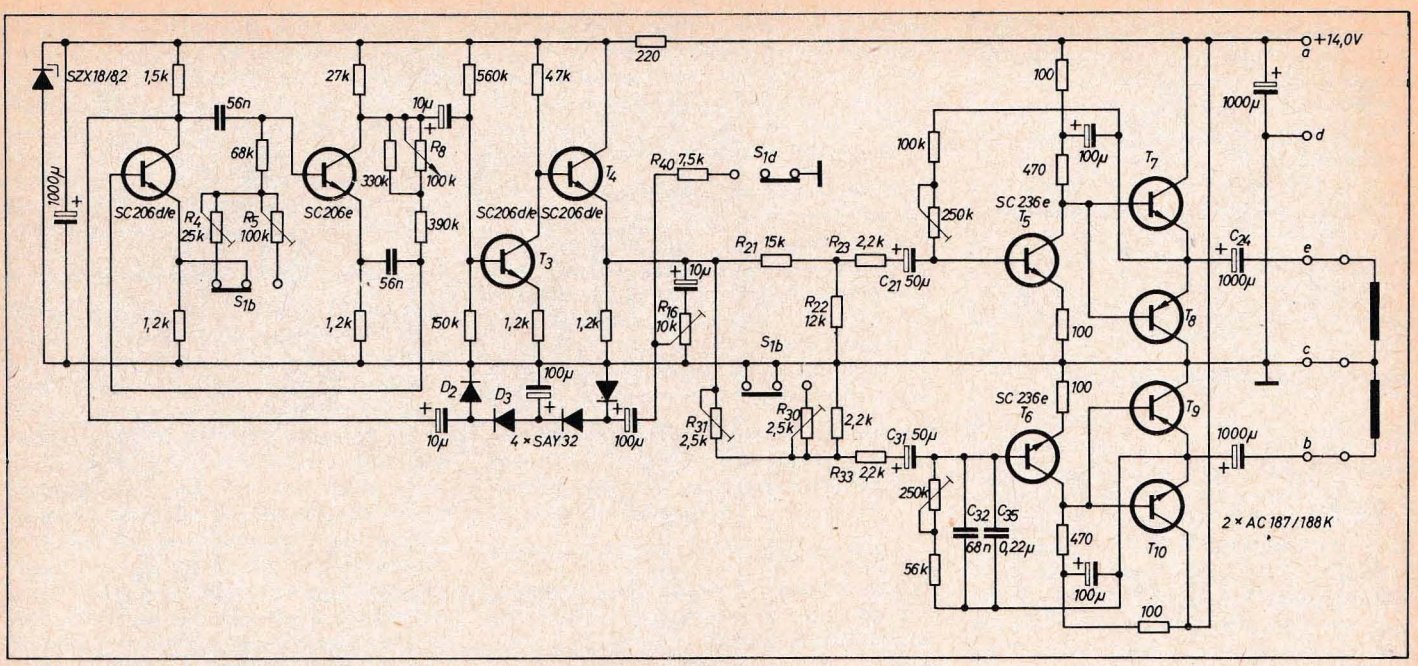


Bild 1: Generatorbaustein des Gerätes Granat

C_{24} über die Motorspule auf etwa 3,6 V. Am Ausgang der anderen Endstufe T_9, T_{10} wird über der anderen Motorspule mit R_{30} die gleiche Spannung eingestellt.
Während in der einen Endstufe die Phase durch die aus C_{21}, C_{24} gebildeten Hochpässe beeinflußt wird, ist in der anderen Endstufe zusätzlich eine komplexe Gegenkopplung mit C_{32} und C_{35} enthalten. Die damit erzeugte Phasenverschiebung der beiden Motorspannungen liegt zwischen 70° und 95°. Ein stabileres Verhalten der Endstufe mit T_7, T_8 wird durch eine frequenzunabhängige Gegenkopplung und Veränderung des Teilers R_{21} und R_{22} erreicht. Gleichzeitig damit muß der Wert des Gegenkopplungskondensators in der anderen Endstufe auf 0,47 μF erhöht werden. Vorteilhaft wäre auch ein Vertauschen der Bauelemente R_{23} und C_{21} bzw. R_{33} und C_{31}.

Generatorbaustein mit Endstufenschaltkreisen

Auf Grund der Tatsache, daß der komplexe Motorwiderstand bei abgebremstem Motor 16 Ω, bei 40,7 Hz 22 Ω und bei 55 Hz 30 Ω je Spule beträgt, liegt die Verlustleistung der Endstufen unter 0,7 W. Somit ist der Einsatz der IS A 211 möglich.

A 211 als Oszillator

Prinzipiell kann mit dem Schaltkreis A 211 ein Wienbrückengenerator aufgebaut werden. Bild 2 zeigt eine mögliche Lösungsvariante mit optischer Regelung. Die Ergebnisse waren bezüglich der Amplitudenstabilität nicht zufriedenstellend. Niederfrequente Regelschwingungen konnten durch eine Graetzgleichrichtung für die Infrarotdiode und eine verbesserte Siebung verringert werden, bilden jedoch für eine Serienproduktion ein erhöhtes Risiko. In Verbindung mit dem Aufwand in der Regelung wurde auf einen Phasendifferenzgenerator mit zwei Transistoren und stabilisierter Betriebsspannung zurückgegriffen.

Antriebsbaustein mit Phasendifferenzgenerator und zwei IS A 211

Der an einer stabilisierten Spannung betriebene Phasendifferenzgenerator (Bild 3) wurde mit geringen Änderungen vom Antriebsbaustein des Granat übernommen. Der Kollektorwiderstand von T_2 wurde verringert, um die Verstärkung etwas herabzusetzen und den Arbeitspunkt günstiger zu legen. Mit den Gegenkopplungswiderständen R_{13} bzw. R_{21} von 470 Ω besitzen die Schaltkreise eine Verstärkung von etwa 16 dB. Die Auskoppelkondensatoren C_{14} bzw. C_{21} bilden mit den Motorspulen einen Reihenschwingkreis, wodurch eine Pegelanhebung und eine Phasenverschiebung auftreten.

Die Motorspannung u_{M1} wird über den Regler R_{16} abgegriffen und zur Amplitudenregelung des Generators genutzt. Da eine hohe Ausgangsspannung zur Verfügung steht, reicht eine Einweggleichrichtung aus. Über R_{19} und S_{1d} kann die Motorspannung bei angehobenem Tragarm und vor allem beim Einschalten des Gerätes auf etwa 4,2 V angehoben werden. Ein Teil des Widerstandes R_{16} bildet mit C_{11} einen Tiefpaß, so daß die Motorspannung bei 55 Hz etwas über der bei 40,7 Hz liegt. Der Kondensator C_{11} darf die Toleranz $\pm 20\,\%$ nicht übersteigen, da sonst in Verbindung mit der Reglereinstellung die Pegelunterschiede zu groß werden. Zur Realisierung der geforderten Phasenbeziehung wird die zweite Endstufe über einen Tiefpaß angesteuert. Die Phasendifferenz der beiden Motorspannungen beträgt:

$$\Delta\varphi_{M} = -\Delta\varphi_{C14} + \Delta\varphi_{Tp} + \Delta\varphi_{IS2} + \Delta\varphi_{C21} + \Delta\varphi_{C13}$$

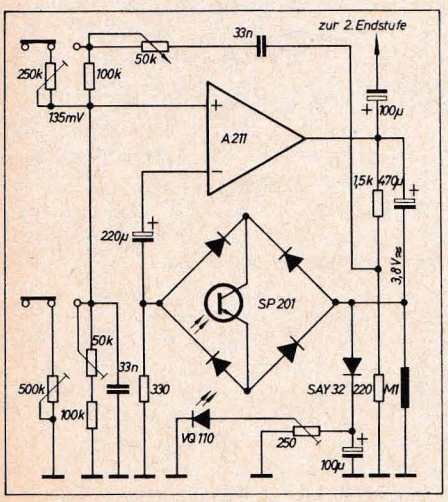


Bild 2: Endstufenschaltkreis als Oszillator

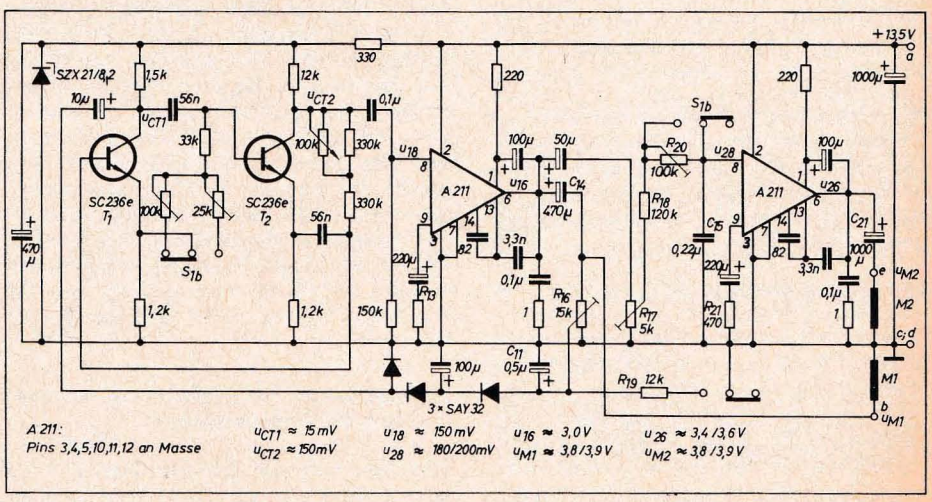


Bild 3: Antriebsbaustein mit sinusförmiger Ansteuerung und Endstufenschaltkreisen

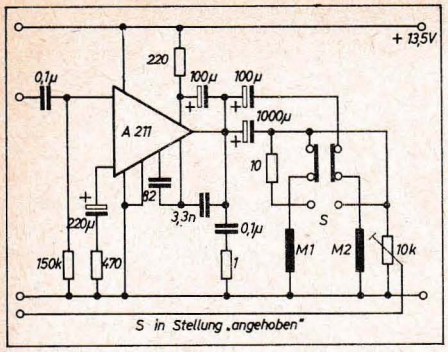


Bild 4: Ansteuervariante mit einer Endstufe

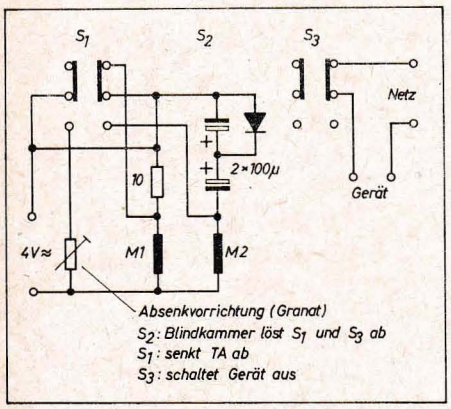


Bild 5: Ansteuerschaltung für eine mögliche Variante des Gerätes Opal

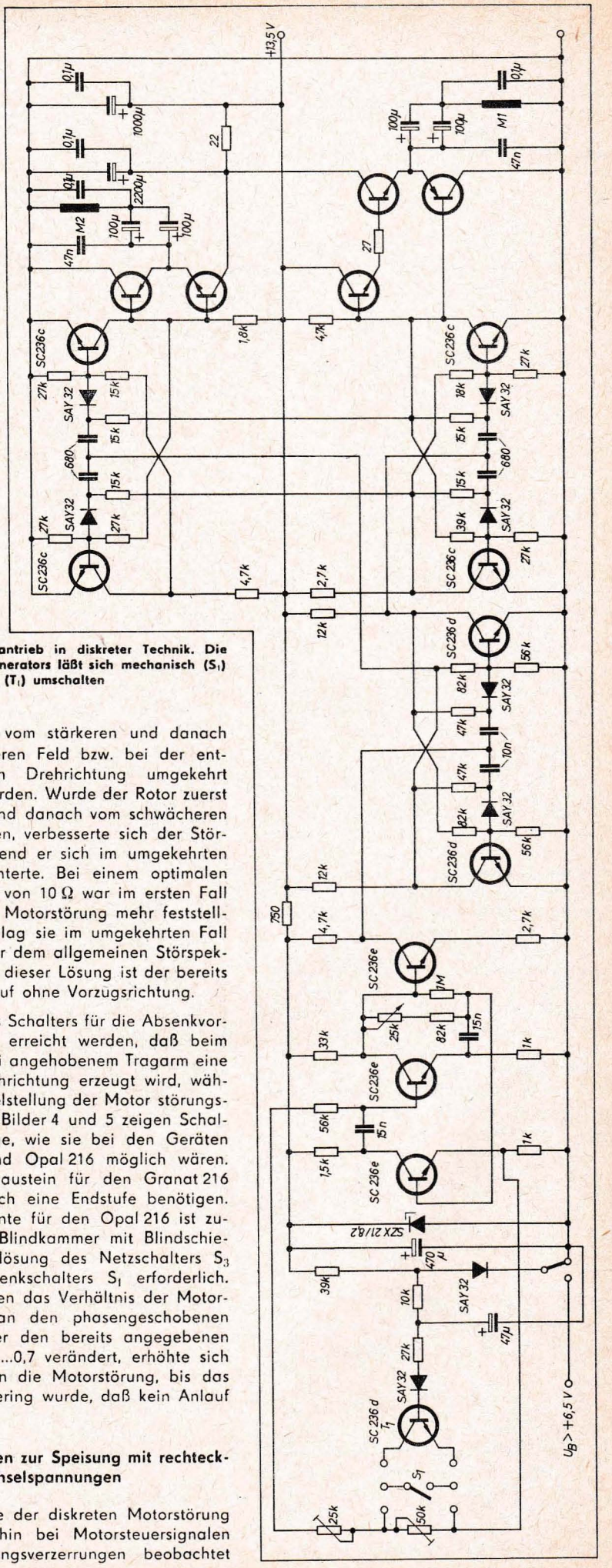


Bild 6: Rechteckantrieb in diskreter Technik. Die Frequenz des Generators läßt sich mechanisch (S_1) oder elektronisch (T_1) umschalten

Mit $\Delta\varphi_{14} = 16{,}5° \pm 6{,}5°$; $\Delta\varphi_{1S_2} = 4°$;

$\Delta\varphi_{C_{21}} = 7{,}5° \pm 2{,}5°$

und

$\Delta\varphi_{C_{13}} = 2°$

ergibt sich

$$\Delta\varphi_M = \Delta\varphi_{Tp} - (3 \pm 9)°.$$

Die Phasenverschiebung des Tiefpasses für 55 Hz ist

$$\Delta\varphi_{Tp45} = \arctan(-2\pi\ 55\ \text{Hz}\ R_{18}\ C_{15}) = -84°$$

R_{17} wird so eingestellt, daß beide Motorspannungen gleich sind. Um auch bei 40,7 Hz die Motorspannungen anzugleichen, muß R_{20} so abgeglichen werden, daß der Tiefpaß etwa die gleiche Dämpfung erzeugt. Dadurch wird auch bei 40,7 Hz die Phasenverschiebung etwa −84° betragen. Die Meßwerte mit Kapazitätsabweichungen für C_{14} und C_{21} von +100 % und −10 % lagen bei

$\Delta\varphi_{M35} = -80 \ldots -89°$ und $\Delta\varphi_{40{,}7}$

$\Delta\varphi_{40{,}7} = -79 \ldots -96°$

Mit diesem Antriebsbaustein lassen sich die gleichen Qualitätsparameter wie mit dem Generatorbaustein des Gerätes Granat erreichen. Die diskrete Motorstörung bei 40,7 Hz lag wiederum 5...8 dB über dem allgemeinen Störpegel.

Minimierung der Motorstörungen

Untersuchungen mit pulsierenden Magnetfeldern führten zu einer Reduzierung der Motorstörung. Beide Motorspulen wurden dabei von der gleichen Spannungsquelle gespeist. In Reihe mit einer Spule wurde zusätzlich ein Widerstand eingefügt. Da bei dieser Antriebsart keine der Drehrichtungen bevorzugt ist, können die Magnetpole des Motors zuerst vom stärkeren und danach vom schwächeren Feld bzw. bei der entgegengesetzten Drehrichtung umgekehrt angezogen werden. Wurde der Rotor zuerst vom starken und danach vom schwächeren Feld angezogen, verbesserte sich der Störabstand, während er sich im umgekehrten Fall verschlechterte. Bei einem optimalen Vorwiderstand von 10 Ω war im ersten Fall keine diskrete Motorstörung mehr feststellbar, dagegen lag sie im umgekehrten Fall fast 20 dB über dem allgemeinen Störspektrum. Nachteil dieser Lösung ist der bereits erwähnte Anlauf ohne Vorzugsrichtung.

Mit Hilfe eines Schalters für die Absenkvorrichtung kann erreicht werden, daß beim Anlauf und bei angehobenem Tragarm eine definierte Drehrichtung erzeugt wird, während in Abspielstellung der Motor störungsfrei läuft. Die Bilder 4 und 5 zeigen Schaltungsvorschläge, wie sie bei den Geräten Granat 216 und Opal 216 möglich wären. Der Antriebsbaustein für den Granat 216 würde nur noch eine Endstufe benötigen. Bei der Variante für den Opal 216 ist zusätzlich eine Blindkammer mit Blindschiebern zur Auslösung des Netzschalters S_3 und des Absenkschalters S_1 erforderlich. Wurde dagegen das Verhältnis der Motorspannungen an den phasengeschobenen Endstufen über den bereits angegebenen Bereich von 1...0,7 verändert, erhöhte sich in allen Fällen die Motorstörung, bis das Moment so gering wurde, daß kein Anlauf mehr erfolgte.

Untersuchungen zur Speisung mit rechteckförmigen Wechselspannungen

Eine Abnahme der diskreten Motorstörung konnte weiterhin bei Motorsteuersignalen mit Begrenzungsverzerrungen beobachtet

werden. Bei Verringerung der Betriebsspannung für den Generatorbaustein konnte dieses Minimum festgestellt werden. Größere Abkappungen jedoch verschoben die Phasenverhältnisse beträchtlich und verschlechterten wieder die Laufeigenschaften. Aus diesem Grund wurde nach einer anderen Möglichkeit zur Realisierung einer Phasendifferenz von 90° gesucht.

Erzeugung von Phasenabweichungen

Bisher wurden die Phasenverschiebungen durch komplexe Netzwerke direkt im Übertragungsweg oder in Gegenkopplungszweigen gebildet. Die sich dadurch ergebende Größe ist nicht nur eine Funktion des Netzwerkes, sondern auch der Frequenz. Relativ einfache Beziehungen entstanden bei sinusförmigen Signalen. Für zwei diskrete Frequenzen kann ein exakter Abgleich durch Umschaltung der Netzwerke vorgenommen werden. Treten auf Grund von Verzerrungen neben der Grundfrequenz auch Oberwellen auf, verändern sich gleichfalls die Phasenbeziehungen. Bei Rechteckimpulsen können durch Variation der Impulslängen beliebige Phasendifferenzen erzeugt werden. Sehr einfach gestaltet sich diese Variation, wenn die konstante Phasendifferenz $\Delta\varphi = 90°$ gefordert wird. Dazu muß ein symmetrisches Rechtecksignal der doppelten Frequenz erzeugt werden. Durch zwei Teiler, von denen der eine auf die negative und der andere auf die positive Flanke anspricht, entstehen zwei um 90° verschobene Impulsfolgen der geforderten Frequenz.
Es ist vorteilhaft, mit einem Generator die vierfache Frequenz zu erzeugen und diese durch einen bistabilen Multivibrator in eine symmetrische Impulsfolge zu teilen. Da die Ausgänge des Multivibrators neben dem Signal auch das negierte Signal bereitstellen, sind dann nur mit diesen beiden Signalen die zwei weiteren parallel arbeitenden Teiler anzusteuern. Die Phasenverschiebung der Ausgangssignale der parallelen Teiler beträgt für alle Frequenzen $\Delta\varphi = \pm 90°$.

Um die Drehrichtung des Motors eindeutig festzulegen, darf nur ein Vorzeichen bei der Phasenverschiebung zugelassen werden. Das wird auf einfache Weise dadurch erreicht, daß die Ausgangsteiler voneinander abhängig gemacht werden, indem die Vorbereitungseingänge des einen Teilers mit seinen Ausgängen und die des anderen Teilers mit denen des ersten gekoppelt werden.

Zur Vervollständigung des Antriebsbausteines sind noch der umschaltbare Generator und die Endstufen zur Ansteuerung der Motorspulen erforderlich.

Rechteckgenerator in diskreter Technik

Technisch und ökonomisch optimale Lösungen ergaben sich wiederum mit einem Generator nach dem Phasendifferenzprinzip, der in diesem Fall nicht mehr geregelt wird, und Gegentaktausgangsstufen mit Auskoppelkondensatoren. Durch diese Auskoppelkondensatoren erhalten die Rechtecksignale eine Dachschräge, die sich wiederum positiv auf die Laufeigenschaften des Motors auswirkt. Das realisierte Schaltungskonzept für den HiFi-Fonoautomaten und das Nachfolgegerät für den Granat zeigt Bild 6. Mit Auskoppelkondensatoren von 220...320 μF waren keine diskreten Motorstörungen mehr erkennbar. Bei höheren Kapazitätswerten (geringere Dachschräge) nahmen die Störungen zu und ragten bei 1 000 μF fast 10 dB aus dem allgemeinen Störspektrum heraus.

Zukünftige Lösungen

International kann zwischen zwei Antriebsprinzipien bei HiFi-Geräten unterschieden werden. Der Direktantrieb, meist als langsam laufender, geregelter, kollektorloser Gleichstrommotor, ist in den Spitzengeräten der HiFi-Klasse zu finden. Der Aufwand im Motor selbst und in der Regelung ist relativ hoch, so daß preiswerte HiFi-Geräte auch international mit Pesenantrieben ausgerüstet werden. Am weitesten verbreitet ist dabei wiederum der Synchronmotor. Vereinzelt werden auch hier schneller laufende Gleichstrommotoren eingesetzt. Die umfangreichste Gerätepalette ist mit Synchronmotoren möglich.
Neben Laufwerken mit nur einer Drehzahl sind mechanische Pesenumschaltungen möglich. Für höhere Ansprüche kann die Speisung aus speziellen Generatorbausteinen erfolgen. Der Antriebsbaustein nach Bild 6 wird vorerst noch diskret aufgebaut. Er kann bei Vorhandensein entsprechender Bausteine in Hybridtechnik oder als integrierter Schaltkreis realisiert werden. In diesem Rahmen sind weitere Gebrauchswerterhöhungen denkbar. So kann z. B. die Drehzahlumschaltung und -feinverstellung durch Änderung der Teilerverhältnisse erfolgen. Ein Generator mit Quarzstabilisierung ist möglich. Die Drehzahl kann durch Ziffern exakt angezeigt werden. Der wirksame Stromimpuls muß dann nicht mehr durch den Auskoppelkondensator beeinflußt, sondern kann bereits im Schaltkreis optimiert werden.

Literatur

[1] Pustola, Y.; Sliwinski, T.: Kleine Einphasen-Motoren. Berlin: VEB Verlag Technik 1961

Das Farbfernsehsystem PAL

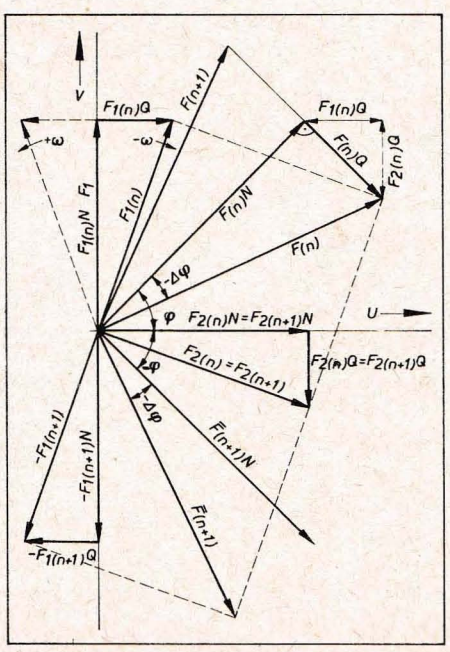
Teil 3

Dipl.-Ing. GÜNTHER HORNHAUER

Mitteilung aus dem VEB Zentrallaboratorium für Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik Dresden

3.3. Auswirkung der Fehlerkompensation auf die Systemparameter

Im Abschnitt 3.2. wurde die Fehlerkompensation für Phasenfehler behandelt. Im folgenden soll untersucht werden, wie sich das PAL-System bezüglich der Quadraturverzerrungen verhält. Dazu betrachten wir Bild 19. In der Zeile n wird das Farbartsignal $F_{(n)}$ übertragen. Dieses setzt sich aus den Komponenten $F_{1(n)}$ und $F_{2(n)}$ zusammen, die wiederum jeweils aus den Normalkomponenten N, die in die Achsen U bzw. V fallen, und den dazu senkrechten, störenden Quadraturkomponenten Q bestehen. Hat danach die Normalkomponente $F_{(n)N}$ den Phasenwinkel φ, so wird durch die Quadraturkomponente $F_{(n)Q}$ der Zeiger $F_{(n)}$ gegenüber der Normalkomponente mit einem Fehlerwinkel von $-\Delta\varphi$ ausgewertet. Willkürlich wurde angenommen, daß die Bandbegrenzung im oberen Seitenband $+\omega$ eintreten soll, wodurch die Komponenten $F_{1(n)Q}$ dann entsprechend der Zuordnung von der Zeigerspitze nach rechts zeigen. In der Zeile $(n+1)$ wird natürlich die Normalkomponente in der negativen Richtung der V-Achse liegen. An die Zeigerspitze von $-F_{1(n+1)N}$ ist die Komponente $F_{1(n+1)Q}$ dann ebenfalls in Richtung $-\omega$ anzutragen. An den Verhältnissen zum Signal F_2 gibt es bei beiden Zeilen n und $n+1$ keine Unterschiede. Aus der Addition $F_{2(n+1)}$ und $-F_{1(n+1)}$ ergibt sich das fehlerbehaftete Signal $\bar{F}_{(n+1)}$, das gegenüber dem fehlerlosen Signal $\bar{F}_{(n+1)N}$ um ebenfalls $-\Delta\Phi$ phasenverschoben ist. Nach Spiegelung an der U-Achse ergibt der Zeiger $F_{(n+1)}$ zusammen mit $F_{(n)}$ ein phasenfehlerfreies Signal, das in Richtung $F_{(n)N}$ liegt. Daraus ergibt sich folgende wichtige Erkenntnis:



- Die durch die Bandbegrenzung eines Seitenbandes hervorgerufenen Quadraturfehler wirken sich bei PAL nur als Sättigungsfehler aus.

Aus diesem Grund ist es bei PAL nicht notwendig, die Signale I und Q zu übertragen, sondern es können die Signale U(B-Y) und

Bild 19: Einfluß der Restseitenbandbegrenzung bei PAL

V(R-Y) übertragen werden. Für die Amplituden gelten die bereits im Bild 10 angegebenen Amplitudenverhältnisse für die Übertragung der Farbdifferenzsignale, die mit gleicher Bandbreite von etwa 1,3 MHz übertragen werden.

3.4. Farbkennung

Wie schon beim NTSC-System beschrieben wurde, ist auch beim PAL-System ein Burst zur Übertragung der Sollphase des Farbträgers erforderlich. Dieser Burst muß aber zusätzlich noch eine Information über die Umschaltung der V-Komponente enthalten, aus der der Synchronismus des Empfängers abgeleitet werden kann. Dazu wird von Zeile zu Zeile die Burstphase um $\pm 45°$ gegenüber 180° geändert. Sinnvollerweise ist dabei die Burstphase von 135° (positive V-Komponente des Bursts) den Zeilen mit positiver V-Komponenten zugeordnet. Damit ist die Möglichkeit gegeben, über den Burstphasenvergleich (Phasenvergleich des Bursts mit der im Empfänger erzeugten Referenzfrequenz) erstens den Oszillator über ein Glied mit hoher Zeitkonstante nachzusteuern, so daß sich ein Mittelwert der Phase von 180° einstellt, und zweitens über ein Glied mit niedriger Zeitkonstante ein Signal zur Synchronisation des Umschalters (PAL-Schalters) zu gewinnen. Die Lage des Bursts ist im Bild 20 dargestellt. Das Bild 21 zeigt die Darstellung des PAL-Signals einschließlich des Bursts in der Chrominanzebene.

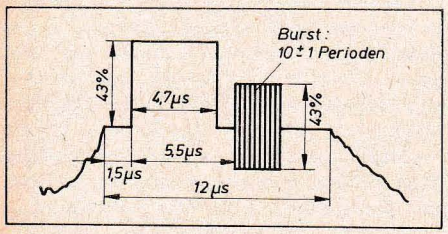


Bild 20: H-Austastung bei PAL

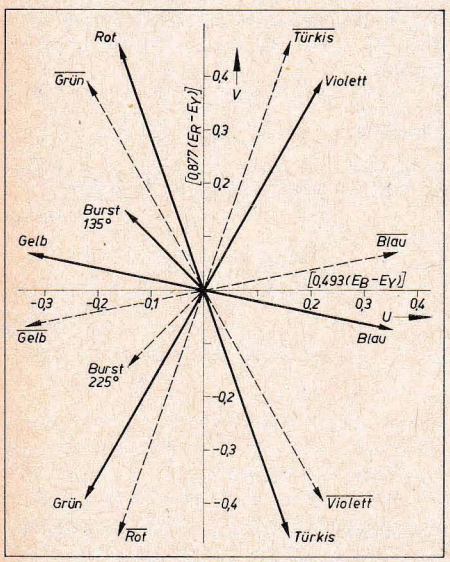


Bild 21: Chrominanzebene des PAL-Systems

3.5. Farbträgerfrequenz

Die Größenordnung der Frequenz wird von Gesichtspunkten bestimmt, wie sie bereits im Abschnitt 2.2. erläutert wurden. Im folgenden Abschnitt sollen die Belange der Verkopplung der Farbträgerfrequenz mit der Zeilenfrequenz behandelt werden.

Bei Verwendung des Halbzeilenoffsets, wie er bei NTSC eingesetzt wird, ergeben sich für PAL die Verhältnisse nach Bild 22. Es ist einleuchtend, daß für die U-Komponente, d. h. für Farben, die praktisch in Richtung der U-Achse liegen (B-Y-Achse der Chrominanzebene), die Kompensation zwischen den Halbbildern gut ist. Durch die zeilenfrequente Umschaltung der V-Komponente ergibt sich aber bei Farben, die in Richtung der V-Achse liegen, eine ausgeprägte und sehr störende senkrechte Streifenstruktur. Diesen Nachteil kann man dadurch beseitigen, daß die Phasenverschiebung je Zeile nicht 180°, sondern 90° beträgt. Für diesen sog. Viertelzeilenoffset sind dann vereinbarungsgemäß in einer Zeile 283,75 Perioden des Farbträgers gespeichert.

Im Bild 23 wird versucht, diese Verhältnisse in den verschiedenen Halbbildern darzustellen, wobei der Farbträger wie bei Bild 22 als Dreieckschwingung angedeutet ist. Wie zu erkennen ist, wiederholt sich wegen der 90°-Phasenverschiebung der Zyklus erst nach vier Vollbildern (acht Halbbildern). Um die Störungen noch etwas weiter zu mindern, ist es zweckmäßig, die Farbträgerfrequenz noch zusätzlich so zu verändern, daß je Halbbild eine Phasenverschiebung von 180° auftritt. Das wird durch einen Versatz von 25 Hz erreicht. Somit erhält man für die Farbträgerfrequenz f_T

$$f_T = 283{,}75 \cdot f_H + 25\ \text{Hz} \qquad (3.9.)$$

Mit $f_H = 15\,526$ Hz ergibt sich f_T zu 4,433 618 75 MHz.

3.6. H- und V-Austastung des Farbträgers

Die gesamte H-Austastung ist mit Ausnahme des unter 3.4. (Bild 21) bereits erwähnten Bursts frei vom Farbträger. Das ergibt sich bereits aus der speziellen Modulationsart, da in dieser Zeit die Farbdifferenzsignale zwangsläufig den Wert Null annehmen und das Modulationsprodukt dadurch ebenfalls Null wird. Natürlich schließt das eine zusätzliche Austastung nicht aus.

Etwas komplizierter ist die Situation bezüglich der V-Austastung. Die Norm legt fest, daß die erste Zeile im Halbbild 1 mit einer Burstphase von 135° (entsprechend der Übertragung von +V) beginnt. Daraus ergeben sich folgende Zuordnungen:

	Burstphase
Halbbilder 1 und 2:	
ungeradzahlige Zeilen	135°
geradzahlige Zeilen	225°
Halbbilder 3 und 4:	
ungeradzahlige Zeilen	225°
geradzahlige Zeilen	135°

In der Zeit der Vertikalaustastung wird das Farbartsignal – in diesem Fall nur aus dem Burst bestehend – für neun Zeilen unterdrückt. Dabei müssen folgende Bedingungen abgesichert sein:

- Jedes Halbbild innerhalb eines Umschaltzyklus (das entspricht zwei Vollbildern) muß unterscheidbar sein, um verschiedene Signalquellen phasenrichtig zusammenschalten zu können.
- Jedes Halbbild sollte mit gleicher Burstphase beginnen, um im Empfänger für jedes Halbbild die gleichen Einschwingbedingungen im Phasenregelkreis sicherzustellen.

Bild 24 zeigt die Festlegungen zur V-Austastung. Grundsätzlich muß davon ausgegangen werden, daß in der Zeit der Vortrabanten kein Burst übertragen werden darf. Weiterhin soll die erste übertragene Burstphase 135° sein. Diese Bedingungen erfordern einen Austastimpuls für das Halbbild 1 bis zur Zeile 6 und aus dem vorhergehenden Zyklus von zwei Vollbildern, d. h. des vierten Halbbildes ab Zeile 623. Entsprechend ergibt sich für das zweite Halbbild die Zeile 319 als erste 135°-Zeile; somit muß die Austastung mit der Zeile 318 enden. In

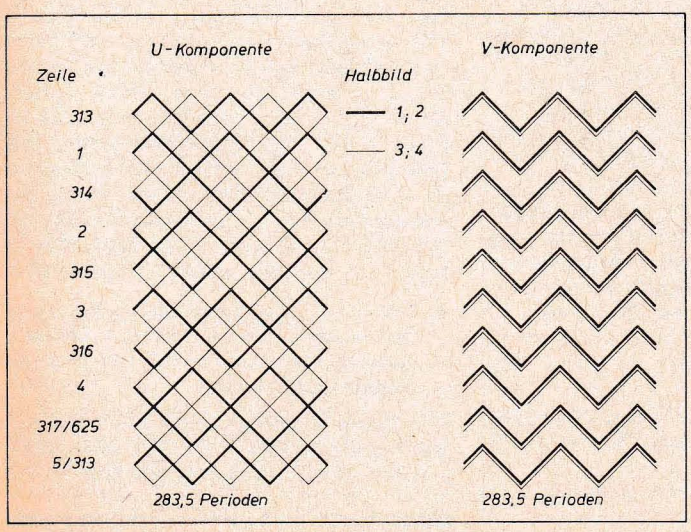


Bild 22: Prinzip des Halbzeilenoffsets bei PAL

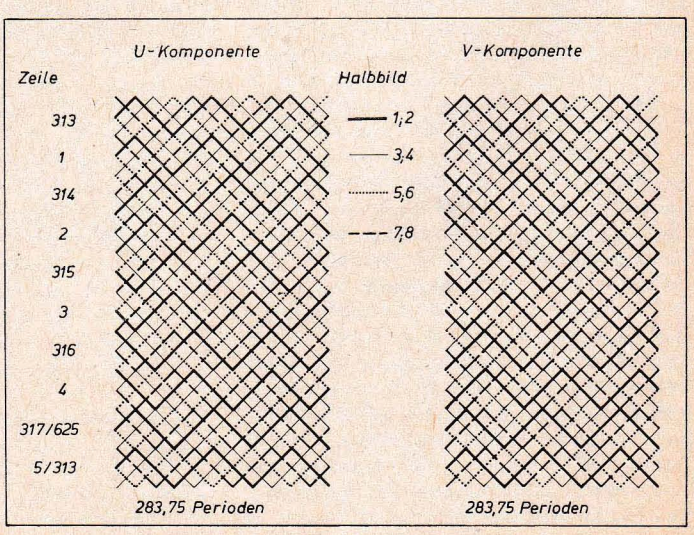


Bild 23: Prinzip des Viertelzeilenoffsets bei PAL

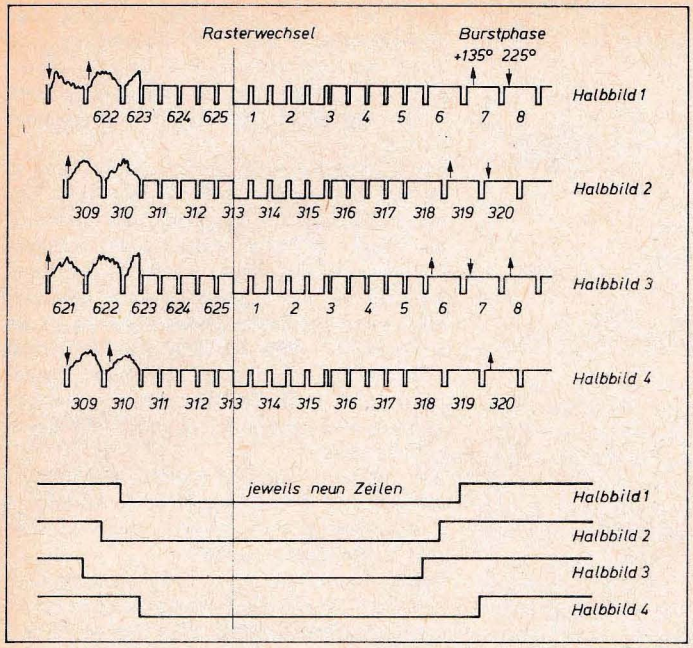


Bild 24: V-Austastung des Bursts

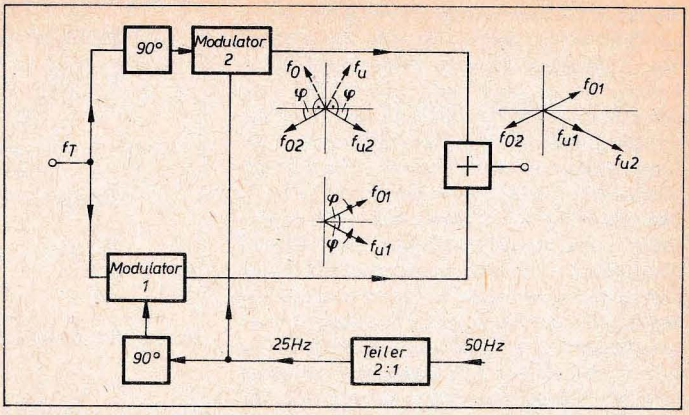


Bild 26: Variante zur Realisierung des 25-Hz-Versatzes

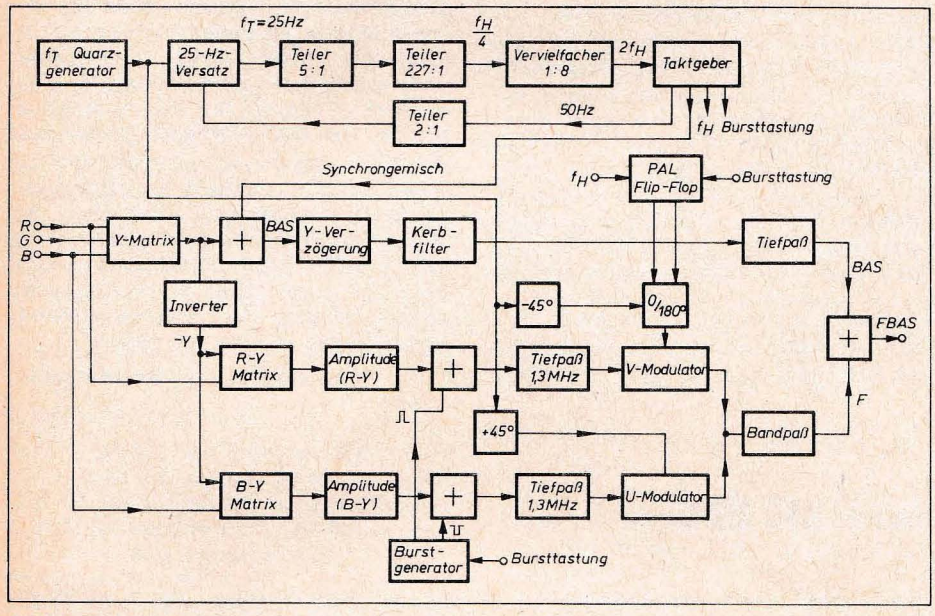


Bild 25: Blockschaltung des PAL-Koders

gleicher Weise sind die Halbbilder 3 und 4 zu betrachten, so daß sich insgesamt die im Bild 24 dargestellten Verhältnisse ergeben.

3.7. Normung und Toleranzen

In diesem Abschnitt sollen die wichtigsten Parameterwerte für die Fernsehstandards B und G und ihre Toleranzen zusammengefaßt dargestellt werden:

Übertragenes Farbsignal:

$E_M = E_Y + E_U \sin\Omega t \pm E_V \cos\Omega t$
$E_Y = 0{,}299E_R + 0{,}587E_G + 0{,}114E_B$
$E_u = 0{,}493\,(E_B - E_Y)$
$E_V = 0{,}877\,(E_R - E_Y)$
$\Omega = 2\pi f_T$

f_T = Farbträgerfrequenz

$+E_V \cos\Omega t$ wird übertragen in ungeradzahligen Zeilen der Halbbilder 1 und 2 und in geradzahligen Zeilen der Halbbilder 3 und 4.

Bandbreite der Signale E_U und E_V:

bei 1,3 MHz $\leq$ 3 dB Dämpfung
bei 4 MHz $>$ 20 dB Dämpfung

Im kompletten Signal wird dabei das obere Seitenband für beide Signale auf 0,57 MHz begrenzt.

Farbträgerfrequenz:

$f_T = f_H \cdot 283{,}75 + 25$ Hz
mit $f_H = 15\,625$ Hz
$f_T = 4{,}43361875$ MHz $\pm$ 5 Hz

Lage des Burstimpulses (Beginn):

$(5{,}6 \pm 0{,}1)\,\mu$s nach Beginn des Zeilensynchronimpulses

Dauer des Burstimpulses:

10 ± 1 Farbträgerschwingungen
$(2{,}25 \pm 0{,}23)\,\mu$s

Phasenlage des Burstimpulses:

$(135 \pm 1)°$ für Zeilen mit $+E_V$
$(225 \pm 1)°$ für Zeilen mit $-E_V$

Burstamplitude:

$\frac{3}{7}$ des BA-Sprunges (100 %) $\triangleq$ 43 %
$\triangleq$ Synchronpegel
Toleranz ± 10 %

Phasenlage der Achsen $\pm E_V$ bezogen auf $+E_U$:

$(\pm 90 \pm 1)°$

Vertikalaustastung des Bursts:

Halbbild 1: 623 bis 6
Halbbild 2: 310 bis 318
Halbbild 3: 622 bis 5
Halbbild 4: 311 bis 319

4. PAL-Koder

Da in diesem Beitrag die Probleme des PAL-Empfängers im Vordergrund stehen sollen, wird auf den PAL-Koder nur im Rahmen eines Blockschaltbildes (Bild 25) eingegangen.

Die Frequenz $f_T = 4{,}43361875$ MHz wird von einem Quarzgenerator zur Verfügung gestellt. f_T ist nach Abschnitt 3. mit der Zeilenfrequenz f_H bzw. mit der Halbbildfrequenz f_V nach folgender Gleichung verknüpft:

$$f_H = \frac{f_T - \frac{1}{2} f_V}{284 - \frac{1}{4}} \qquad (4.1)$$

Da zur Steuerung der üblichen Taktgeneratoren in der Regel die Frequenz $2f_H$ benötigt wird, ergibt sich nach obiger Beziehung

$$2f_H = \frac{2\left(f_T - \frac{1}{2} f_V\right)}{\frac{4 \cdot 284 - 1}{4}} = \frac{8\left(f_T - \frac{1}{2} f_V\right)}{1135} \qquad (4.2)$$

Gl. (4.2) ist zu entnehmen, daß nach Herstellung des 25-Hz-Versatzes $\left(\frac{1}{2} f_V = 25\text{ Hz}\right)$ diese Frequenz mit 5:1 und 227:1 (Primzahlen von 1 135) geteilt und anschließend mit 1:8 vervielfacht werden muß. Im Bild 26 ist die Gewinnung des 25-Hz-Versatzes etwas näher dargestellt. Dabei können die Kenntnisse aus der Quadraturmodulation gut verwendet werden. Der Farbträger f_T gelangt zum Modulator 1, der als Brückenmodulator mit Trägerunterdrückung ausgebildet ist. Dieser Modulator wird mit 25 Hz – gewonnen durch Teilung des 50-Hz-Signales aus dem Taktgeber – über ein Phasendrehglied von 90° gesteuert. Dabei ent-

stehen die Seitenbänder $f_T - 25$ Hz und $f_T + 25$ Hz, kurz mit f_{u1} und f_{o1} bezeichnet. Der Modulator 2 ist im Prinzip gleichartig aufgebaut. Er wird dabei mit 25 Hz ohne Phasenverschiebung moduliert und dafür mit 90° Phasenverschiebung von f_T gesteuert. Im Zeigerbild nach dem Demodulator sind zunächst die gestrichelten Zeiger zu betrachten. Sie würden entstehen, wenn die Modulation mit einem 25-Hz-Signal entsprechend Modulator 1 (90° phasenverschoben) moduliert würde. Da die 90° Phasenverschiebung fehlt, eilen die Zeiger am Modulator 2 aber jeweils um 90° voraus (ausgezogene Zeiger f_{u2} und f_{o2}). Bildet man die Summe, so bleiben nur die unteren Seitenbänder f_u übrig, da sich f_{o1} und f_{o2} kompensieren. Somit steht nur $f_T - 25$ Hz zur Verfügung.

Zum Taktgeber sollen hier weiter keine Ausführungen gemacht werden. Es sei lediglich darauf hingewiesen, daß neben den eigentlichen Synchron- und Austastsignalen von diesem Taktgeber noch zusätzliche Signale geliefert werden müssen, die z. B. die Burstaustastung und die den Halbbildern nach Abschnitt 3 zugeordnete Sequenz der (R-Y)-Umschaltung sicherstellen (hier als Burstaustastung bezeichnet).

Die von der Signalquelle gelieferten Farbwertsignale R, G, B werden in einer Y-Matrix entsprechend Gl. (1.1.) zum Leuchtdichtesignal Y zusammengesetzt. Das Y-Signal (— Y) wird dann zusammen mit den Farbwertsignalen R und B zu den Signalen R-Y und B-Y matriziert und anschließend mit den Amplitudeneinstellern so verändert, daß entsprechend den Gln. (2.16.) und (2.17.) die Signale U und V erzeugt werden.

In Addierstufen werden dann den Signalen U und V die videofrequenten Burstsignale hinzuaddiert, die aus dem Burstgenerator

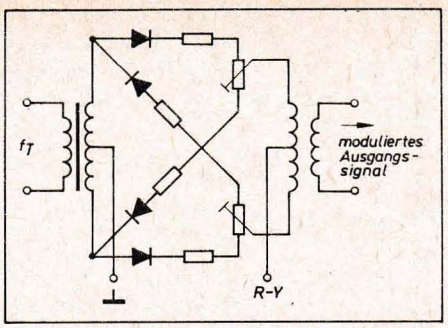


Bild 27: Prinzipschaltung des Brückenmodulators

gewonnen werden. Dieser Generator wird von Impulsen gesteuert, die aus dem Taktgeber abgeleitet sind und den Bedingungen der Bursttastung (s. Abschn. 2.4. und 3.6.) entsprechen. Die Impulsgröße muß für U und V gleich sein, um die 45° Phasenverschiebung gegenüber der negativen U-Achse einzuhalten. Für NTSC mit U-V-Modulation wäre nur ein Burstsignal für den U-Modulator notwendig. Die Polarität muß im Zusammenhang mit dem Modulationsprozeß festgelegt werden.

Die zeilenfrequente Umschaltung wird durch Umschalten der Trägerphase sowohl für den Burst als auch für das V-Signal realisiert. Burst und Farbdifferenzsignal gelangen über Tiefpässe (s. Abschn. 3) mit einer Grenzfrequenz von 1,3 MHz an die jeweiligen Modulatoren, die z. B. als Brückenmodulatoren mit Trägerunterdrückung ausgeführt werden. Bild 27 zeigt die schematische Darstellung. Die Einsteller dienen der optimalen Symmetrieeinstellung, d. h. der Trägerunterdrückung. Dem U-Modulator wird der Farbträger über ein Phasendrehglied von +45° (Bezugsphase, positive U-Achse) zugeführt. Der V-Modulator erhält den Farbträger über eine —45°-Phasenverschiebung, wodurch zwischen U und V prinzipiell 90°-Phasenverschiebung erreicht werden, und über einen Phasenumschalter 0°/180°.

Der Umschalter wird durch ein Flip-Flop gesteuert, das wiederum durch H-Impulse gesteuert und durch die vertikalen Burstaustastimpulse in jedem Halbbild der richtigen Phasenlage zugeordnet wird. Da der Burst mit positiver V-Komponente dann gesendet wird, wenn die Trägerphase V positiv ist (in unserem Fall 180°-Stellung des Schalters) und die U-Komponente des Bursts immer negativ ist, muß die Polarität der Burstimpulse in diesem Fall für U und V entgegengesetzt sein.

Die beiden Modulationsprodukte werden addiert, und das entstandene Farbartsignal F wird über einen Bandpaß auf eine weitere Addierstufe gegeben.

Das Y-Signal wird mit dem Synchronsignal S zum BAS-Signal (Bild-Austast-Synchron-Signal) zusammengesetzt. Mit Hilfe einer Verzögerungsleitung wird dieses Signal so verzögert, daß die Laufzeitverzögerung des Farbartsignals, die hauptsächlich durch die bandbegrenzenden Filter hervorgerufen wird, ausgeglichen wird. An die Verzögerungsleitung schließt sich ein sog. Kerbfilter an, das auf die Farbträgerfrequenz abgestimmt ist und so das Übersprechen der hohen Frequenzanteile des Y-Signals in den Farbkanal vermindern soll. Über einen Tiefpaß mit der Grenzfrequenz von 5 MHz wird dann das BAS-Signal mit dem Farbartsignal zum vollständigen FBAS-Signal zusammengesetzt und kann über eine entsprechende Ausgangsstufe entnommen werden.

Wird fortgesetzt

HiFi-Wiedergabe mit dem ZK 246

Ing. SIEGFRIED THIEME

Diskussionen und Untersuchungen [1] [2] [3] an Tonbandgeräten des Typs ZK 246 haben gezeigt, daß das Gerät mit den Bandtypen ORWO 120 und 121, aber auch mit Bandtypen ausländischer Hersteller nicht den geforderten und propagierten Frequenzgang erreicht. Auch die Ergebnisse mit den vorgeschlagenen Veränderungen können nicht völlig befriedigen, zumal einer optimalen Einstellung der Vormagnetisierungsspannung auf Grund des ansteigenden Klirrfaktors Grenzen gesetzt sind.
Im folgenden veröffentlichen wir abschließend nochmals einen Beitrag, in dem zur Erzeugung einer Frequenzcharakteristik nach HiFi-Standard die Veränderung des Entzerrernetzwerkes und der Einbau eines Klangstellers vorgeschlagen wird. *D. Red.*

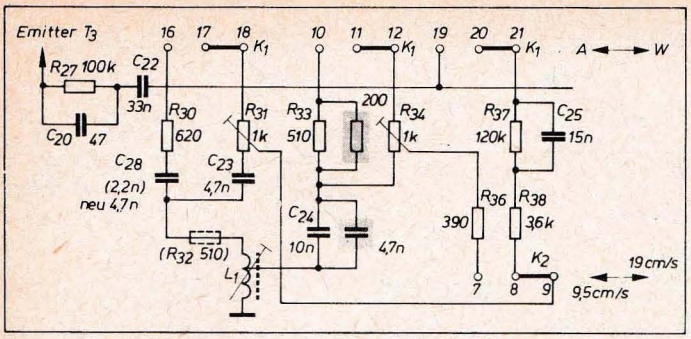
Das Stereomagnetbandgerät ZK 246 besitzt eine Schaltungskonzeption, die für HiFi-Tonbandgeräte charakteristisch ist, der propagierte Frequenzgang wird jedoch nicht erreicht.

Bei der Auswertung von Entzerrerschaltungen anderer HiFi-Tonbandgeräte wurde festgestellt, daß im Gegensatz zum ZK 246 allen untersuchten Schaltungen eines gemeinsam war: die Güte des Reihenresonanzkreises für die obere Grenzfrequenz wurde stets sehr hoch gewählt. Daraus läßt sich ableiten, daß der stark bedämpfte Reihenresonanzkreis beim ZK 246 die Hauptursache für die schlechte Höhenwiedergabe ist.

Nach Ablauf der Garantiezeit wurde deshalb der Versuch unternommen, das Entzerrernetzwerk für beide Geschwindigkeiten so zu ändern, daß der in der Serviceanleitung propagierte Frequenzgang über Band erreicht wird und darüber hinaus noch eine Einstellreserve bei Kopfabnutzung zur Verfügung steht. Voraussetzung ist ein einwandfreier Kombikopf, d. h., bei der optischen Kontrolle ist auf einen gerade noch mit der Lupe erkennbaren Kopfspalt zu achten, der keine ausgefransten Kernkanten aufweisen darf. Eine etwaige geringe Rauhigkeit des Kopfspiegels wird nach einigen Stunden normalen Banddurchlaufes abgetragen. Nach etwa zehn Stunden Einlaufzeit ist der Kombikopf so vorbereitet, daß die notwendigen Messungen mit guter Reproduzierbarkeit durchgeführt werden können.

In der Betriebsart „Stereo" sind die Tasten Aufnahme, Start und Schnellstopp zu drükken. Mit einem NF-Millivoltmeter wird nun die Vormagnetisierung an den Kopfsystemen kontrolliert. Sie wird auf etwa 9,5 V eingestellt. Dieser Wert stellt die unterste Grenze dar, bei der noch keine hörbaren Verzerrungen bei Vollaussteuerung auftreten.

Aufbauend auf [4] wurde durch stufenweises Ergänzen bzw. Wechseln und Messen der die obere Grenzfrequenz beeinflussenden Bauelemente der Über-Band-Frequenzgang für beide Geschwindigkeiten allmählich dem idealen Verlauf angenähert.



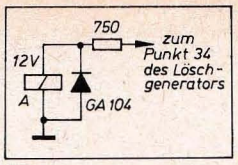


Bild 3: Relaisschaltung

Bild 1: Entzerrernetzwerk des ZK 246 mit Änderungen (ein Kanal dargestellt)

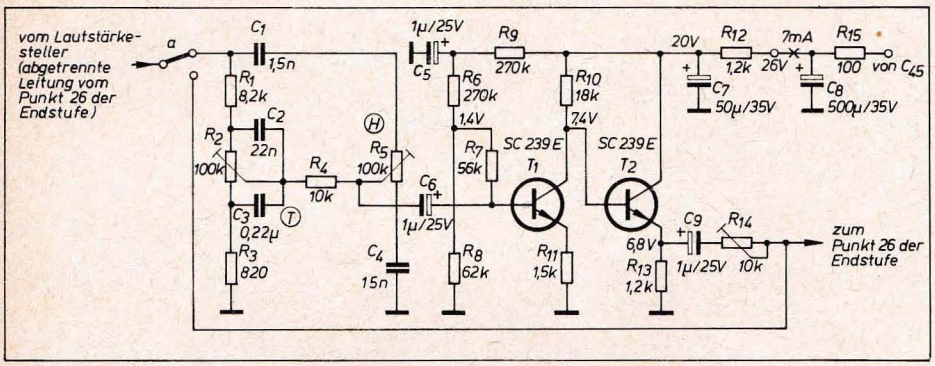


Bild 2: Klangsteller (ein Kanal dargestellt)

Änderungen und Erfahrungen beim Umbau

Bild 1 zeigt den passiven Teil des Entzerrernetzwerkes des ZK 246 mit erforderlichen Änderungen. Die auszuführenden Arbeiten werden nun in der technologischen Reihenfolge dargestellt. Alle Änderungen werden am Gerät ohne Ausbau der Leiterplatten durchgeführt. Es werden immer beide Kanäle parallel bearbeitet, um Abweichungen voneinander sofort zu erkennen.

Einstellen der Kopfresonanz

Am Anschluß 5 der Entzerrerverstärkerplatine wurden 1 nF gegen Masse geschaltet. Dadurch beträgt die Resonanzfrequenz des Kopfkreises etwa 16 kHz. Die Kopfsysteme besaßen im Mustergerät Induktivitäten von 40 mH bzw. 42 mH.
Sollten Kombiköpfe anderer Hersteller zum Einsatz kommen, kann nach der Beziehung

$$C \approx \frac{1}{4 \cdot \pi^2 f^2 L} \qquad (1)$$

der Wert der Gesamtkapazität bestimmt werden. Man muß berücksichtigen, daß der Zusatzkondensator nur bei Wiedergabe wirken soll und er dann parallel zu C_i liegt. Da der Kopfkreis bei Wiedergabe mit $R_i = 10\ k\Omega$ bedämpft wird, kann die Parallelkapazität eine Abweichung von $\pm 10\%$ vom errechneten Wert aufweisen, wobei einer Minustoleranz der Vorzug zu geben ist.

Aufnahme- und Wiedergabe-Entzerrung bei 9,5 cm s⁻¹

- C_{24} (10 nF) durch Parallelkondensator 4,7 nF ergänzen (nach [4])
- R_{33} (510 Ω) durch Parallelwiderstand 200 Ω ergänzen
- Tongenerator 16 kHz anschließen, $U_{eff} = 0{,}1$ mV, beide Mikrofoneingänge parallelschalten
- Millivoltmeter am Kopfhörerausgang anschließen
- Tasten Aufnahme, Start und Schnellstopp drücken
- die Aufnahmesteller während des Abgleichs von L_1 immer nur soweit öffnen, daß die Pegelmesser maximal 0 dB erreichen
- nach Spulenabgleich sind bei gleicher Stellung der Aufnahmesteller die Ausgangsspannungen der Entzerrer zu vergleichen
- der Kanal mit dem niedrigeren Wert wird nun durch weiteres Verringern des Parallelwiderstandes dem anderen Kanal angeglichen.

Kontrolle des Gesamtfrequenzganges bei 9,5 cm s⁻¹

- In Stellung Stereo erfolgt die Aufzeichnung der Frequenzen 315 Hz (—25 dB) und 16 kHz bei konstanter Generatorspannung (0,1 mV)
- bei anschließender Wiedergabe dieser Kontrollaufzeichnung sollen annähernd die gleichen Pegel erzielt werden; eine zu starke Anhebung bei 16 kHz ist mit dem Einstellregler R_{34} zu korrigieren
- Achtung! Bei der Kontrollwiedergabe der Meßfrequenzen wird der Tongenerator vom Geräteeingang getrennt, um Einstreuungen zu vermeiden.

Damit ist der Umbau für die Bandgeschwindigkeit 9,5 cm s⁻¹ abgeschlossen.

Aufnahme- und Wiedergabe-Entzerrung bei 19 cm s⁻¹

Während der jetzt auszuführenden Arbeiten darf die Stellung des Spulenkernes von L_1 nicht mehr verändert werden!

- R_{32} (510 Ω) wird überbrückt oder entfernt und durch eine Drahtbrücke ersetzt
- C_{28} (2,2 nF) ist durch 4,7 nF zu ersetzen. Damit wird bei Aufnahme und Wiedergabe der gleiche Frequenzbereich angehoben.

Kontrolle des Gesamtfrequenzganges bei 19 cm s⁻¹

- Aufzeichnung der Meßfrequenzen 315 Hz (—25 dB) und 18 kHz bei konstanter Generatorspannung in Stellung Stereo
- Kontrollwiedergabe der Meßfrequenzen und ggf. Korrektur der Anhebung bei 18 kHz mit dem Einstellregler R_{31}.

Einschätzung der Ergebnisse des Umbaues

Die guten elektroakustischen Eigenschaften des ZK 246 sowie aller Nachfolgetypen (M 2404 S, M 2405, M 2407) rechtfertigen für den ernsthaften und technisch versierten Tondbandamateur auch einen erhöhten meßtechnischen Aufwand, um ständig die Qualität des Magnetbandgerätes nutzen zu können, vorausgesetzt, der Entzerrer wurde auf die benutzte Standardbandsorte sorgfältig eingemessen.
Wurden alle Änderungen erfolgreich beendet, wird noch ein Meßband aufgenommen, das die Frequenzen 315 Hz und 16 kHz (bei 9,5 cm s⁻¹) und 315 Hz und 18 kHz (bei 19 cm s⁻¹) enthält. Für spätere Kontrollmessungen sowie nach Kopfwechsel, der nach etwa 2 000 Betriebsstunden zu erwarten ist, lassen sich damit wieder die Normalwiedergabewerte herstellen. Wenigstens einmal jährlich sollte der Wiedergabefrequenzgang kontrolliert werden, um durch Kopfabnutzung hervorgerufene Höhenverluste rechtzeitig ausgleichen zu können. Reicht der Stellbereich von R_{34} bzw. R_{31} nicht mehr zur Korrektur aus, muß der Kopf getauscht werden. Von einer Reduzierung der Vormagnetisierungsspannung wird dringend abgeraten, da sich dadurch der Klirrfaktor der Aufzeichnung unzulässig erhöhen würde.

Klangsteller für das ZK 246

Die weiterentwickelten Bandgeräte dieser Typenreihe besitzen für die Wiedergabe über die eingebauten Endstufen getrennte Höhen- und Tiefensteller. Das ZK 246 weist lediglich eine für den praktischen Gebrauch ohnehin bedeutungslose Tonblende auf. Nur bei der Wiedergabe in Stellung Aufnahme wird eine ausgezeichnete Qualität erreicht, da hier die Wirkung des Aufnahmeentzerrers für ein ausgewogenes Klangbild sorgt. Bei normaler Wiedergabe kann der lineare Frequenzgang über Band lediglich beim Abhören mit Stereokopfhörern befriedigen. Für eine gute Lautsprecherwiedergabe muß aber unbedingt eine Korrektur der tiefen und hohen Frequenzen erfolgen. Deshalb wurde im Zusammenhang mit der Änderung des Entzerrers auch dieses Problem gelöst, indem die Originalschaltung der weiterentwickelten ZK-Typen übernommen und zweimal auf einer Leiterplatte aufgebaut wurde.
Da keine geeigneten Tandempotentiometer zur Verfügung standen, wurde eine feste Klangeinstellung gewählt, die den benutzten Stereoboxen angepaßt wurde. Es erwies sich bisher nicht als Nachteil, daß die Höhen- und Tiefensteller im Gerät versteckt liegen, da sie im Normalfall ohnehin in einer Standardstellung verbleiben.
Um bei Aufnahme und Wiedergabe etwa die gleiche Lautstärke über die Endstufen zu erzielen, wird der Pegel bei Wiedergabe mit R_{14} (Bild 2) entsprechend eingestellt. Ein weiteres Problem tritt auf, wenn bei Aufnahme die gesamte Anhebung der hohen und tiefen Frequenzen in voller Höhe wirksam ist. In diesem Fall muß durch eine Umgehungsschaltung der zusätzliche Klangsteller umgangen werden, damit die Wiedergabe nicht unnatürlich wird. Das dazu verwendete Relais A (Bild 3) zieht beim Drükken der Aufnahmetaste an.

Klangsteller mit fester Einstellung

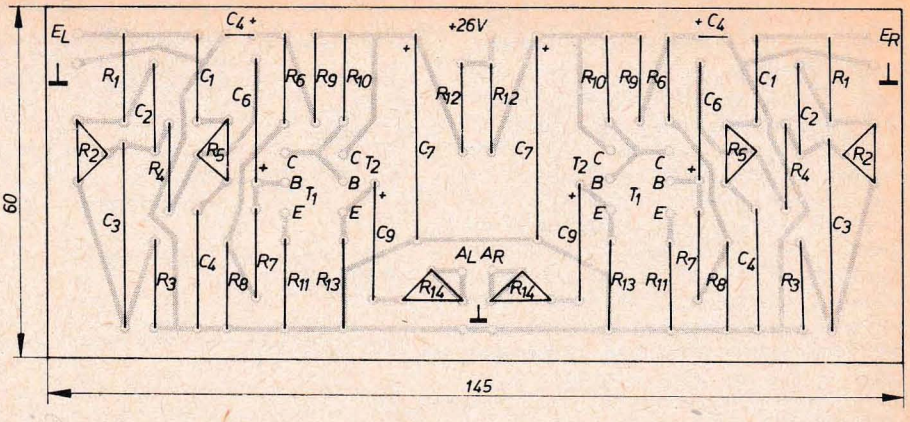
Bild 2 zeigt die Schaltung des Klangstellers, wie sie in zweifacher Ausführung auf einer Leiterplatte aufgebaut wurde.

Außerdem trägt diese Platte noch das Relais A für die Umschaltung der NF-Wege. Die Leiterplatte mit den Abmessungen 145 mm × 60 mm findet in der rechten unteren Ecke (unterhalb des Motors) auf der Unterseite des ZK 246 Platz und wurde an einer zusätzlich eingeleimten Leiste festgeschraubt.

Alle Tonfrequenzleitungen wurden abgeschirmt verlegt, da auf Grund relativ langer Leitungswege durch den benachbarten Netztransformator die Gefahr von Brummeinstreuung besteht.

Die Stromversorgung des Verstärkers einschließlich der Masseverbindung wird direkt vom Ladeelko C_{45} abgeleitet. Der Fremdspannungsabstand der Endstufen in Verbindung mit dem zusätzlichen Klangsteller hat sich nicht verändert.

Die Leitungen zum Punkt 25 (Tonblende) sind zu entfernen und bleiben frei. Die anderen Leitungsänderungen sind Bild 2 zu entnehmen. Das Relais A wird auf der Bestückungsseite der Leiterplatte über zwei Abstandshülsen befestigt, wodurch sich die günstigste Leitungsführung ergibt.



Klangsteller mit kontinuierlicher Einstellung

Um mit den vorhandenen Tonblendenpotentiometern den Klang für beide Kanäle gemeinsam einstellen zu können, ist der Einsatz der neuen IS A 274 D mit entsprechender Außenbeschaltung notwendig [5]. Diese IS gestattet durch Gleichspannungssteuerung mit nur einem Einfachpotentiometer für jeweils Höhen und Tiefen die gleichzeitige Beeinflussung des Klanges in beiden Stereokanälen mit sehr gutem Gleichlauf. Der Einsatz dieser Variante scheidet zum gegenwärtigen Zeitpunkt aus Beschaffungsgründen aus, stellt aber die optimale Lösung dieser Aufgabe dar.

Bild 4: Bestückte Leiterplatte des Klangstellers

Literatur

[1] Wir lernten kennen: Stereomagnetbandgerät ZK 246. radio fernsehen elektronik 25 (1976) H. 18, S. 589

[2] Engler, P.: ZK 246 mit PS 25. radio fernsehen elektronik 25 (1976) H. 14, S. 445 und 446

[3] Unsere Leser schreiben: Betr.: ZK 246 mit PS 25. radio fernsehen elektronik 25 (1976) H. 22, S. 716

[4] Meyer, J.: Amplitudenfrequenzgangkorrektur am Stereomagnetbandgerät ZK 246. Funkamateur 27 (1978) H. 9, S. 437

[5] Sonnefeld, R.; Brehm, K.: HiFi-Stereosteuergerät Carat S. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 12, S. 770–772; 789–796

Schaltkreistechnik der optischen Nachrichtentechnik mit Übertragungsraten über 1 G bit/s

Dipl.-Ing. GÜNTER TURINSKY

Der technische Fortschritt auf den Gebieten der Lichtleitfasern und der Schaltkreistechnik hat dazu geführt, daß heute schon in vielen Ländern mit Versuchsstrecken zur optischen Nachrichtenübertragung experimentiert wird. Aus Störsicherheitsgründen wird in den meisten Fällen ein digitales Modulationsverfahren gewählt. Um Übertragungsraten von mehreren G bit/s über etliche Kilometer zu erreichen, sind Monomode-Lichtleitfasern mit einem Kerndurchmesser von 5...10 µm, Halbleiterlaser und Avalanche-Fotodioden erforderlich. Auf Grund der hohen Schaltfrequenzen im Sender- und Empfängerteil weist die Schaltkreistechnik dazu einige interessante Details auf, die im folgenden näher betrachtet werden sollen.

Bild 1 zeigt das Blockschaltbild einer optischen Nachrichtenübertragungsstrecke. Entsprechend der Gliederung in Senderteil, Übertragungsmedium und Empfängerteil soll auch auf die Schaltkreistechnik eingegangen werden.

Der optische Sender [1] [2]

Da über eine Lichtleitfaser seriell übertragen wird, sind am Eingang des Senders zunächst die n parallelen Kanäle (im Beispiel vier parallele 250-M bit/s-Impulsfolgen) in einem Multiplexer zu der zeitgeschachtelten seriellen Impulsfolge mit einer n-fachen Frequenz umzuwandeln. Erst dann werden sie zur Modulation der Laserdiode auf eine spezielle Treiberstufe gegeben. Gute Erfahrungen wurden mit Multiplexern und Modulatoren nach dem Prinzip der Stromschalttechnik gemacht. Bei diesen hohen Schaltfrequenzen müssen in der gesamten Schaltkreistechnik HF-technische Aufbauprinzipien beachtet werden. Die hybride Integration auf Aluminiumoxidkeramiksubstraten schafft dazu die Voraussetzungen, um gleichzeitig die parasitären Schaltkapazitäten und -induktivitäten minimal zu halten. Notwendige Leiterzüge, auf denen die Nutzsignale übertragen werden, sind als wellenwiderstandsmäßig abgeschlossene Streifenleiter auszuführen. Alle Halbleiter, Widerstände und Kondensatoren sind in Chip-Ausführung einzusetzen. Nur unter diesen Voraussetzungen ist die Entwicklung „sehr schneller" Schaltkreise möglich.

Bild 2 zeigt einen Teil eines Stromlaufplanes eines Multiplexers mit Speicherschaltdioden [1] [2]. Dieser Multiplexer besteht aus (je nach Kanalzahl) n gleichartigen Schaltverstärkern, die ausgangsseitig parallelgeschaltet sind. Die Schaltzeiten der Speicherschaltdioden liegen im Subnanosekundenbereich zwischen 50 und 100 ps. Zur Weiterleitung der 250-M bit/s-Signale von den Eingängen e_1 bis e_4 bis zu den Schalterdioden sind sehr schnelle Schaltkreise erforderlich. Emittergekoppelte Stromschalter genügen diesen Anforderungen. Zur Zeitschachtelung werden die vier Kanalinformationen an die Eingänge e_1 bis e_4 um jeweils 1 ns zeitverschoben angelegt. Die positive Halbwelle des Pumpsignals (250 MHz Sinusschwingung an den Klemmen P_1 bis P_4, ebenfalls um 1 ns zeitverschoben) lädt zunächst die Speicherschaltdiode SRD_{21} auf. Ein negativer Eingangsimpuls wird über den zweiten Schalttransistor T_2 und die Schottkydiode SD_{11} auf die Speicherschaltdiode SRD_{11} übertragen, wodurch diese aufgeladen und SRD_{21} teilweise entladen wird. In der darauffolgenden negativen Halbwelle des Pumpsignals wird zuerst SRD_{21} entladen und dann SRD_{11}. Die Entladung von SRD_{11} verursacht über die Schottkydiode SD_{21} einen steilen Stromimpuls am Ausgang a. Dieser Vorgang wiederholt sich nacheinander an allen vier Schaltverstärkern bei anliegendem Eingangssignal. Am Ausgang a steht jetzt die zeitgeschachtelte, hochfrequente Impulsfolge zur Modulation der Laserdiode bereit.

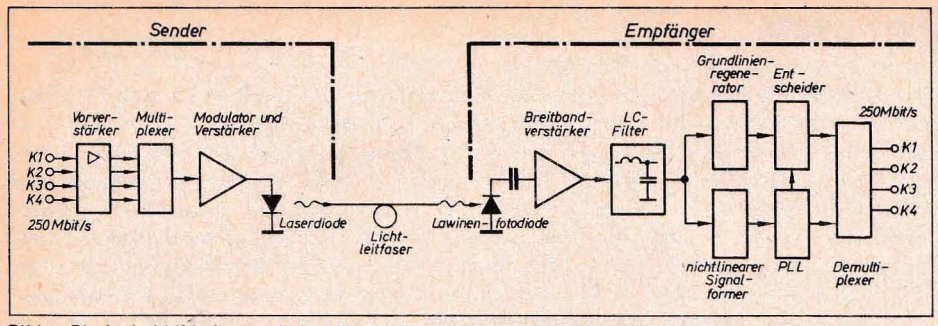


Bild 1: Blockschaltbild einer optischen Nachrichtenübertragungsstrecke [2]

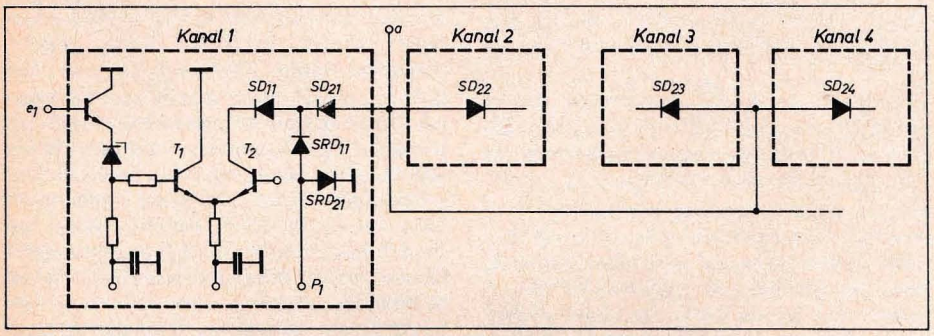


Bild 2: Teilstromlaufplan eines Multiplexers mit Speicherschaltdioden [1] [2]

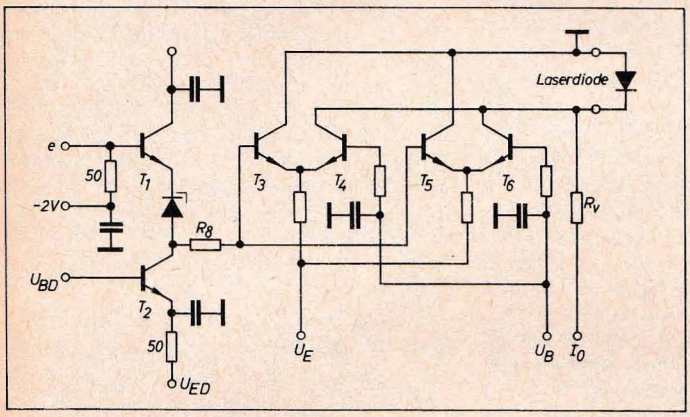


Bild 3: Modulator- und Verstärkerschaltung für Laserdiode [1]

Der vorgestellte Multiplexer ist ECL-kompatibel und damit aus jedem ECL-Komplex ansteuerbar.

In der Modulatorschaltung nach Bild 3 wird das Nutzsignal verstärkt und der Laserdiode zur Intensitätsmodulation zugeführt. Gleichzeitig erfolgt zur Arbeitspunkteinstellung der Laserdiode über R_V die Einspeisung eines Vorstromes von einigen 100 mA. Der Eingang e ist wieder ECL-kompatibel. Um die Nutzsignale zwischen Multiplexer und Modulator verzerrungsfrei übertragen zu können, wurde am Eingang des Modulators ein 50-Ω-Widerstand zum wellenwiderstandsgerechten Leitungsabschluß vorgesehen. Die Eingangsstufe T_1 ist ein Emitterfolger mit einer Z-Diode zur Pegelverschiebung und einer aktiven Stromquelle T_2. Über diese Stromquelle kann der Strom durch die Z-Diode und damit die Verschiebespannung fein justiert werden. Die Endstufe des Modulators besteht aus zwei parallelgeschalteten Differenzverstärkern T_3, T_4 und T_5, T_6, um den für die Laserdiode notwendigen Strom von 50 mA bei sehr kleinen Schaltflanken < 200 ps aufzubringen. Um jede Instabilität im Schaltverhalten des Modulators zu vermeiden, ist die Laserdiode direkt neben den Transistoren T_4 und T_6 zu placieren. Jede Schaltkapazität und -induktivität zwischen Laserdiode und Modulator ist bei diesen steilen Schaltflanken schädlich.

Der optische Empfänger [1] [5]

Das von der Laserdiode ausgestrahlte optische Signal wird direkt, ohne optische Mittel, in die Monomode-Faser eingekoppelt und auf die Empfängerseite übertragen. Entsprechend den bekannten Vorteilen dieses Fasertyps tritt keine wesentliche Verbreiterung der optischen Impulse entlang der Faser ein. Proportional zur Dämpfung je Kilometer und zur Faserlänge ist die Intensität aber geschwächt. Die Lawinenfotodiode am Ende (ebenfalls direkt angekoppelt) nimmt die optischen Impulse auf und wandelt sie in elektrische Impulse um, die im darauffolgenden Breitbandverstärker linear verstärkt werden.

Zur Beseitigung eventuell vorhandener Rauschanteile wird das hochfrequente Nutzsignal über ein passives LC-Tiefpaßfilter mit $f_g = 500$ MHz geleitet. Dabei werden die Nutzimpulse nur unwesentlich „verwaschen"; sie sind weiterhin unterscheidbar. Die Wechselspannungseinkopplung der Fotodiodenimpulse in den Breitbandverstärker macht es erforderlich, daß die Gleichspannung vor dem Demodulator wieder zugesetzt wird. Dazu ist der Grundlinienregenerator vorgesehen. In der Entscheiderschaltung wird das Nutzsignal geformt und anschließend dem Demultiplexer zur Rückgewinnung der vier 250-M bit/s-Signale zugeführt. Die Entscheiderschaltung und der Demultiplexer werden von einer Phasenregelschaltung synchronisiert. Das Blockschaltbild eines Demultiplexers zeigt Bild 4. Das regenerierte Nutzsignal wird auf die beiden gegenphasig getakteten Gatter G_1, G_2 gegeben. Die Taktfrequenz beträgt $f_T = 500$ MHz. Dadurch entsteht an beiden Ausgängen je eine 500-M bit/s-Signalfolge. Die Verzögerungsleitung von 1 ns beseitigt die Zeitverschiebung zwischen beiden Kanälen. Die beiden phasengleichen Signalfolgen werden nun auf die Gatter G_3 bis G_6 geleitet. Durch ihre gemeinsame Integration auf einem Substrat zeigen die Gatter gleiches Schaltverhalten. In dieser Stufe werden die Gatter G_3, G_4 und G_5, G_6 gegenphasig mit einem 250-MHz-Takt gesteuert, wodurch die beiden 500-M bit/s-Signalfolgen in vier 250-M bit/s-Signalfolgen aufgespalten werden. Die Taktimpulsfolgen werden über Verstärker und Frequenzverdoppler von einem spannungsgesteuerten Quarzoszillator abgeleitet.

Um Phasenfehler und eventuell HF-Schwingungen zu vermeiden, ist der Demultiplexer ebenfalls kompakt aufzubauen. Eine Übertragungsanordnung mit mehreren 100 M bit/s erfordert eine sorgfältige Auswahl der Bauelemente und umfangreiche Kenntnisse beim Aufbau von Mikrowellenschaltungen.

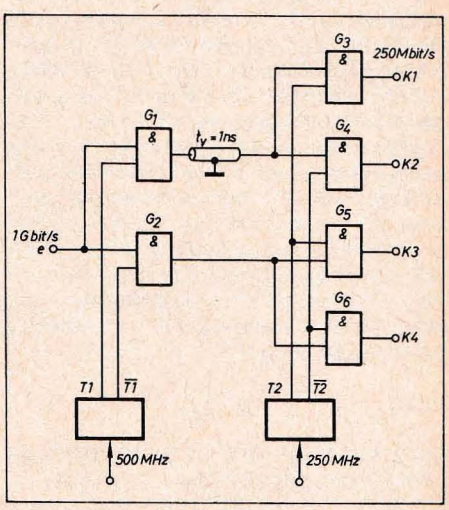


Bild 4: Prinzipschaltung eines Demultiplexers [2]

Literatur

[1] Gruber, J. M.; Petschacher, P.; Russer, P.: Electronic circuits for high bit rate digital fiber optic communication systems. IEEE Transactions on communications COM-26 (1978) H. 7, S. 1088–1098

[2] Holz, M.: Eine Lichtleitfaser-Strecke mit der Übertragungskapazität von 15 000 Telefonkanälen. Funktechnik 34 (1979) H. 5, S. 238 bis 242

[3] Autorenkollektiv: Integrated transducer modules, connectors and cable for industrial fiber optic data links. IEEE Transactions on communications COM 26 (1978) H. 7, S. 1068 bis 1076

[4] Autorenkollektiv: High-speed optical pulse transmission at 800-Mbit/s using low-less single-mode fibers. IEEE Journal of quantum electronics QE-14 (1978) H. 11, S. 791–799

[5] Autorenkollektiv: High-sensitivity optical receiver for 1,0...1,4 µm fiber-optic systems. IEEE Journal of quantum electronics QE-14 (1978) H. 11, S. 800–804

Spannungs-Frequenz-Umsetzer

Ing. HARRO KÜHNE

Der nachstehend beschriebene Spannungs-Frequenz-Umsetzer zählt, wenn man den Bauelementeaufwand und das Ergebnis mit anderen Lösungen vergleicht, wohl zu den ökonomischsten Schaltungen seiner Art. Der A-D-Umsetzer verarbeitet Wechsel- und Gleichspannungen beliebiger Polarität im Bereich von $U_{e\,eff} = 0...2$ V bzw. $\pm U_e = 0...2$ V. Die negative Polarität wird mit einer Lumineszenzdiode angezeigt. Die genannten Eingangsspannungsbereiche können ohne Zunahme des Linearitätsfehlers, er war bei dem Erprobungsmuste kleiner als 0,1 %, um 25 % überschritten werden. Die Umsetzkonstante des A-D-Wandlers betrug 10 kHz/V. Der Eingangswiderstand ist nur von dem benutzten Operationsverstärker abhängig und war bei dem Musteraufbau $R_e = 10^9\,\Omega$.

Der Spannungs-Frequenz-A-D-Umsetzer arbeitet nach dem integrierenden Verfahren der Ladungsmengenkompensation. Bei der hier benutzten Variante erfolgt zunächst eine Umsetzung der Eingangsspannung U_e in einen ihr proportionalen Strom I_e. Dieser entzieht ständig einem Kondensator C Ladung, so daß die Spannung über dem Kondensator zeitlinear absinkt. Unterschreitet die Spannung über dem Kondensator einen unteren Grenzwert, dann kippt ein monostabiler Multivibrator in seine Arbeitslage. Innerhalb seiner Kippzeit t_k schaltet der Monovibrator eine Referenzstromquelle zusätzlich an den Kondensator. Der Referenzstrom I_{ref} hat die gegensätzliche Polarität bezüglich des Eingangsstromes und übersteigt diesen innerhalb des Arbeitsbereiches des A-D-Umsetzers betragsmäßig. Während der Dauer t_k steigt deshalb die Spannung über dem Kondensator zeitlinear an. Nach Ablauf der Kippzeit des monostabilen Multivibrators sperrt die Referenzstromquelle. Die Spannung über dem Kondensator sinkt infolge des Eingangsstromes jetzt wieder solange zeitlinear ab, bis der Triggerpunkt des Monovibrators erneut erreicht wird. Das Ergebnis dieser Funktionsweise ist eine dreieckförmige Spannung über dem Kondensator, deren zeitlicher Mittelwert konstant ist. Die Zahl der Einschaltungen des Monovibrators je Zeiteinheit ist proportional dem Eingangs- bzw. Entladestrom des Kondensators. Für die Impulsfrequenz f am Ausgang der monostabilen Kippschaltung gilt die Gleichung

$$f = -\frac{I_e}{I_{ref} t_k} \qquad (1)$$

Das negative Vorzeichen kennzeichnet die erforderliche unterschiedliche Polarität der Ströme I_e und I_{ref}. Die Frequenz f ist entsprechend Gl. (1) von den Parametern I_{ref} und t_k abhängig. Der Referenzstrom und die Kippzeit des monostabilen Multivibrators müssen deshalb auch bei Änderungen der Umgebungstemperatur und der Speisespannung ihre Konstanz bewahren, damit die Frequenz f nur von dem Strom I_e, der seinerseits der Eingangsspannung proportional ist, bestimmt wird.

Spannungs-Frequenz-A-D-Umsetzer nach dem eben angegebenen Verfahren sind ohne besondere Vorkehrungen nur bei Eingangsströmen vorgegebener Polarität funktionsfähig. Sollen bipolare Eingangsspannungen bzw. -ströme verarbeitet werden, dann ist vor dem A-D-Umsetzer ein geeigneter Zweiweggleichrichter zu schalten. Sehr vorteilhaft ist es, wenn dieser und der ohnehin erforderliche Spannungs-Stromumsetzer, der die Eingangsspannung in einen ihr proportionalen Strom umsetzt, in einer Baugruppe integriert werden können. Eine solche bauelementesparende Lösung benutzt unser Spannungs-Frequenz-A-D-Umsetzer.

Das Bild 1 zeigt das verwendete Prinzip eines Zweiweggleichrichters mit Spannungs-Stromumwandlung, dessen Funktionsweise wie folgt zu beschreiben ist:

Liegt an dem nichtinvertierenden Eingang des Operationsverstärkers IS_1 eine z. B. positive Gleichspannung an, dann arbeiten T_1 und IS_1 als spannungsgesteuerte Stromquelle. Auf Grund der hohen Leerlaufspannungsverstärkung des Operationsverstärkers wird sich am invertierenden Eingang der IS_1 eine positive Spannung vom Wert U_e einstellen. Zu diesem Zweck liefert der Operationsverstärker an seinem Ausgang eine solche positive Spannung, bei der in T_1 ein so großer Emitterstrom fließt, daß sich die Spannung über dem Kontrollwiderstand R_1 auf den Wert der Eingangsspannung einstellt. Dabei fließt ein durch die folgende Gleichung bestimmter Kollektorstrom I_{CT1} durch den Transistor T_1

$$I_{CT1} = \frac{U_e}{R_1}\left(1 - \frac{1}{B_{T1}}\right) \qquad (2)$$

Der Kollektorstrom des Transistors T_1 ist also linear von U_e abhängig, wenn R_1 und die Stromverstärkung B_{T1} konstant sind. Die Stromverstärkung B_{T1} ist aber von der Umgebungstemperatur und vom Kollektorstrom I_{CT1} abhängig. Während der erste Einfluß die Temperaturkonstanz der Spannungs-Stromumsetzung beeinträchtigt, bewirkt die Stromabhängigkeit der Stromverstärkung einen Linearitätsfehler, der sich mit zunehmender Stromverstärkung vermindert. Der relative Fehler $\Delta I_{CT1}/I_{CT1}$ kann bei geringen Stromverstärkungsänderungen ΔB_{T1}, wie sie z. B. bei Schwankungen der Umgebungstemperatur gegeben sind, mit der nachstehenden Gleichung ermittelt werden:

$$\frac{\Delta I_{CT1}}{I_{CT1}} = \frac{\Delta B_{T1}}{B_{T1}(B_{T1} - 1)} \qquad (3)$$

In der praktischen Schaltung überstreicht der Kollektorstrom einen Bereich von $I_{CT1} = 2$ mA...1 µA. Die Stromverstärkung sinkt dabei von $B_{T1\,max} = 500$ ($I_{CT1} = 2$ mA) bis auf $B_{T1\,min} = 100$ ($I_{CT1\,min} = 1$ µA) ab. Liegen solche großen Änderungen vor, dann ist die Beziehung nach Gl. (3) zu ungenau. Für große Änderungen ΔB_{T1} gilt deshalb für den relativen Fehler des Kollektorstromes.

$$\frac{\Delta I_{CT1}}{I_{CT1}} = \frac{\Delta B_{T1}}{B_{T1\,min}(B_{T1\,max} - 1)} \qquad (4)$$

Damit die durch die Änderungen der Stromverstärkung des Transistors T_1 bedingten Fehler möglichst niedrig bleiben, muß für T_1 ein Transistorexemplar mit hoher Stromverstärkung, die in Richtung niedriger Kollektorströme möglichst wenig abfällt, eingesetzt werden.

Solange die Eingangsspannung an E positive Werte aufweist, ist auch die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers IS_1 positiv und gleich der Summe aus der Eingangsspannung und der Basis-Emitterspannung des Transistors T_1. Für T_2 wirkt die positive Basis-Emitterspannung des Transistors T_1 als Basis-Emittersperrspannung. T_2 ist deshalb nichtleitend, und es kann kein Strom in den Stromspiegel mit den Bauelementen T_3 und T_4 fließen. Das ändert sich, wenn die Polarität der Eingangsspannung von positiv auf negativ wechselt. In diesem Fall arbeitet dann der pnp-Transistor T_2 als spannungsgesteuerte Stromquelle, wobei die negative Basis-Emitterspannung von T_2 den Transistor T_4 sperrt. Der Kollektorstrom von T_2 fließt in den Stromspiegel, dessen Spiegelverhältnis mit S benannt werden soll, mit den Transistoren T_3 und T_4. Für den Kollektorstrom I_{CT4} des Transistors T_4 gilt:

$$I_{CT4} = \frac{|U_e|}{R_1}\left(1 - \frac{1}{B_{T2}}\right)S \qquad (5)$$

Mit einem Spiegelverhältnis von $S = 1$ entsprechen sich die Gln. (2) und (5), und für den relativen Fehler des Kollektorstromes von T_2 bzw. die Auswahl dieses Transistors gilt das zum Transistor T_1 Gesagte. Unter der Voraussetzung, daß $S = 1$ und $B_{T1} \approx B_{T2} = B$ sind, kann man jetzt für den Ausgangsstrom I_a der Schaltung im Bild 1 schreiben

$$I_a = \frac{|U_e|}{R_1}\left(1 - \frac{1}{B}\right) \qquad (6)$$

Diese Schaltung arbeitet also in der gewünschten Weise als Zweiweggleichrichter mit zusätzlicher Spannungs-Stromumsetzung. Erforderlich ist natürlich, daß der Ausgang an ein solches positives Potential angeschlossen wird, bei dem der Transistor T_1 auch bei der größten positiven Eingangsspannung noch nicht im Sättigungsgebiet arbeitet.

Der verwendete Stromspiegel muß innerhalb des obengenannten Strombereiches ein Spiegelverhältnis von $S = 1$ aufweisen. Das Spiegelverhältnis ist eine Funktion der Stromverstärkungen der Transistoren T_3 und T_4. Für diese wird eine hohe Gleichheit gefordert, so daß hier monolithisch integrierte Transistoren eines Transistorarrays zu verwenden sind. In diesem Fall gilt mit guter Genauigkeit $B_{T3} = B_{T4} = B$. Man kann deshalb für das Spiegelverhältnis S des einfachen Stromspiegels im Bild 1 folgende Gleichung schreiben

$$S = \frac{I_{CT4}}{I_{CT3}} = \frac{B}{B + 2} \qquad (7)$$

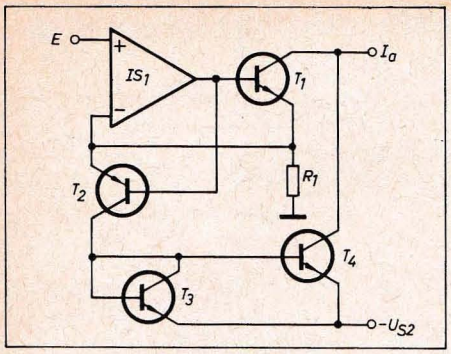


Bild 1: Zweiweggleichrichter mit Spannungs-Stromumsetzung

Soll das Spiegelverhältnis nur um 0,1 % vom Idealwert S = 1 abweichen, dann muß die Stromverstärkung $B \geqq 2000$ sein. Ein solcher Wert ist bei den in Frage kommenden Strömen nicht realistisch, so daß ein Stromspiegel mit verbesserten Eigenschaften genutzt werden muß. Bild 2 zeigt eine mögliche Variante. Bei diesem Stromspiegel müssen für T_1 und T_2 identische Transistoren verwendet werden. T_3 kann ein zusätzlicher diskreter Transistor sein. Für das Spiegelverhältnis der im Bild 2 dargestellten Schaltung gilt

$$S = \frac{B(B_{T3} + 1)}{B(B_{T3} + 1) + 2} \qquad (8)$$

Mit B wurde die Stromverstärkung $B = B_{T1} = B_{T2}$ der Transistoren T_1 und T_2 bezeichnet. Benutzt man zur Realisierung des im Bild 2 dargestellten Stromspiegels ein Transistorarray, so sind B und B_{T3} auch identisch. In diesem Fall muß $B \geqq 44$ sein, wenn der Fehler von S kleiner als 0,1 % sein soll. Dieser Wert kann bei guten Transistorarrays auch im Bereich niedriger Kollektorströme gesichert werden, so daß in dem A-D-Umsetzer ein Stromspiegel entsprechend Bild 2 verwendet wurde.

Im folgenden soll nun die Wirkungsweise des Spannungs-Frequenz-A-D-Umsetzers näher erläutert werden. Bild 3 zeigt die praktisch realisierte Schaltung. Als monostabiler Multivibrator, der die Dauer t_k der Referenzstromimpulse bestimmt, wurde die integrierte Timerschaltung NE 555 genutzt.

Dieses Bauelement [1] zeichnet sich durch eine hohe Stabilität der Kippzeit gegenüber Schwankungen der Umgebungstemperatur und der Speisespannung aus. Im monostabilen Betriebsfall verursacht der aktive Teil der Timerschaltung die nachstehenden Driften der Kippzeit: $50 \cdot 10^{-6}$/K und $1 \cdot 10^{-3}$/V. Die Kippzeit wird von den Bauelementen R_{15} und C_4 bestimmt. Für t_k gilt die Gleichung

$$t_k = 1{,}1\ R_{15}C_4 \qquad (9)$$

Die Kippzeit betrug bei dem Erprobungsmuster $t_k = 24{,}2\ \mu s$.

Getriggert wird die Timerschaltung an dem Anschluß 2. Unterschreitet die positive Spannung an diesem Stift den Wert $U_{S1}/3$, dann kippt IS_2 in seine monostabile Phase. Der Ausgang (Anschluß 3) führt während der Kippzeit t_k H-Pegel, der hier gleich U_{S1} ist. Der Integrationskondensator C_3 ist direkt an den Triggereingang des Timers angeschlossen. Solange die positive Spannung über C_3 größer als $U_{S1}/3$ ist, wird der Kondensator C_3 nur von dem sehr geringen Basis-Emittersperrstrom des Transistors T_1 (s. Bild 4) zusätzlich entladen. Dieser Sperrstrom liegt im Bereich von einigen Nanoampere und beeinträchtigt die Funktion nur unwesentlich.

Im Einschaltmoment ist der Integrationskondensator C_3 nicht geladen, und die Spannung über ihn beträgt $U_{C3} = 0$ V. Dieser Spannungswert führt über den Triggereingang der IS_2 zu H-Pegel am Ausgang des Timers. Die Dioden D_3 und D_2 übernehmen die Funktionen eines Schalters. Im beschriebenen Schaltzustand des Timers sperrt die Diode D_3, und über die leitende Diode D_2 fließt der von dem Konstantstrom-Zweipol mit dem p-Kanal-SFET T_3 zur Verfügung gestellte Referenzstrom $I_{ref} = I_{DT3}$ auf den Integrationskondensator C_3. Der Referenzstrom betrug bei dem erprobten Muster $I_{DT3} = 4$ mA. Die im Bild 3 gezeigte Lösung zur Erzeugung des Referenzstromes erfordert den geringstmöglichen Bauelementeaufwand. Natürlich kann auch eine Referenzstromquelle mit einem bipolaren Transistor genutzt werden (s. Bild 5). Der Drainstrom I_{DT2} lädt den Kondensator C_3 zeitlinear in positiver Richtung so lange auf, bis die Spannung über C_3 den Wert $U_{C3} = U_{S1}/3 = 3{,}33$ V überschreitet. Der Ausgang des Timers kippt dann auf L-Pegel. Die dadurch leitende Diode D_3 übernimmt von dem Transistor T_3 den Drainstrom, um ihn nach Masse abzuleiten. Die Diode D_2 sperrt.

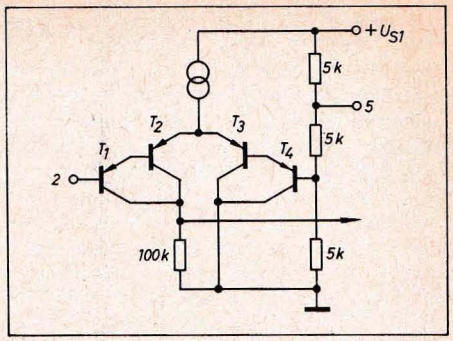


Bild 4: Triggerkomparator des Timers NE 555

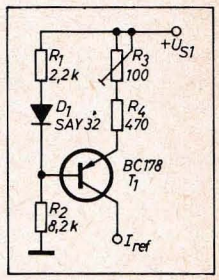


Bild 5: Referenzstromquelle mit einem bipolaren Transistor

Als Zweiweggleichrichter mit Spannungs-Stromumsetzung wirken der Operationsverstärker IS_1 und die Transistoren T_1, T_2 und T_4 bis T_6. Wenn sich S_1 in Stellung DC befindet und an E z. B. eine positive Gleichspannung anliegt, sorgt der Kollektorstrom des Transistors T_2 für eine Entladung des Integrationskondensators C_3. Überschreitet jetzt die Spannung über C_3 erneut den Wert $U_{C3} = U_{S1}/3$, so kippt IS_2 für die Zeitdauer t_k an seinem Ausgang auf H-Pegel. Die Diode D_3 sperrt, und es fließt über D_2 der Referenzstrom auf C_3, dessen Spannung von $U_{S1}/3$ um den Wert ΔU_{C3} ansteigt.

$$\Delta U_{C3} = \frac{t_k}{C_3}\left(I_{DT3} - \frac{U_e}{R_6}\right) \qquad (10)$$

Nach der Zeit t_k kippt IS_2 wieder in seine Ruhelage zurück, und die Entladung von C_3 beginnt von vorn.

Das Ergebnis dieser Arbeitsweise sind ein zeitlinearer, dreieckförmiger Spannungsverlauf über dem Integrationskondensator C_3 und eine dem Betrag der Eingangsspannung proportionale Impulsfrequenz am Ausgang A des Spannungs-Frequenz-A-D-Umsetzers:

$$f = \frac{|U_e|}{R_6 I_{DT3} t_k} \qquad (11)$$

Negative Eingangsspannungen werden analog umgesetzt, weil dann automatisch der Transistor T_1 die Spannungs-Stromumsetzung übernimmt und über den Stromspiegel mit T_4 bis T_6 den Integrationskondensator C_3 entlädt. Die Anzeige negativ gepolter Eingangsspannungen erfolgt mit der Lumineszenzdiode D_4. Der Pegel am Ausgang des Operationsverstärkers IS_1 wechselt beim Übergang von positiver auf negative Polarität von etwa $U_{aIS1} = 0{,}6$ V auf den Wert $-U_{aIS1} = 0{,}6$ V. Dieser Span-

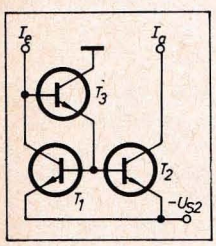


Bild 2: Verbesserte Stromspiegelschaltung

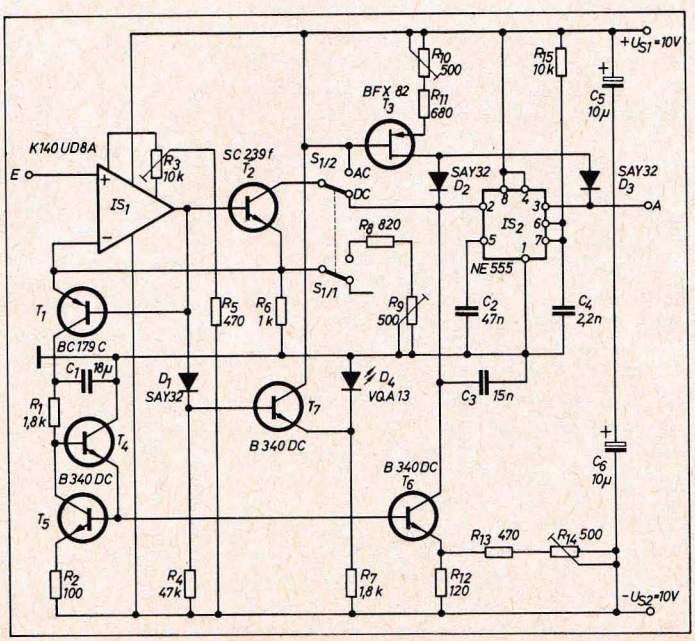


Bild 3: Stromlaufplan des Spannungs-Frequenz-A-D-Umsetzers

nungssprung wird zur Steuerung des Transistors T_7 benutzt, wobei die Diode D_1 den Pegel um etwa $U_{FD1} = 0{,}6$ V in negativer Richtung verschiebt. Solange die Spannung U_{aIS1} am Ausgang von IS_1 0,6 V beträgt, ist die Spannung zwischen dem Emitter des Transistors T_7 und dem Massepotential kleiner als die Flußspannung $U_{FD4} = 1{,}6$ V der Lumineszenzdiode D_4, die deshalb dunkel bleibt. Negative Eingangsspannungen sorgen für ein Absinken der Basisspannung des Transistors T_7 auf den Wert von etwa $-U_{BT7} = 1{,}2$ V. In diesem Fall kann T_7 den durch R_7 fließenden Strom nicht mehr übernehmen, und die Diode D_4 leuchtet auf und signalisiert damit das Vorhandensein einer Eingangsspannung mit negativer Polarität.

Auf Grund der Tatsache, daß der Umsetzer mit Hilfe eines Zweiweggleichrichters bipolare Gleichspannungen verarbeiten kann, ist es naheliegend, diesen Gleichrichter auch zum Messen des Effektivwertes von Wechselspannungen zu nutzen. Liegt an dem nichtinvertierenden Eingang des Operationsverstärkers IS_1 im Bild 1 eine Wechselspannung – ein möglicherweise vorhandener Gleichspannungsanteil muß mit einem RC-Glied abgetrennt werden –, so ist der Ausgangsstrom ein zweiweggleichgerichteter Halbwellenstrom. Dieser müßte zur Bildung des Mittelwertes gesiebt werden und dann als Gleichstrom die Entladung des Integrationskondensators C_3 bewirken. Diese Lösung würde wegen der erforderlichen Siebung einen zusätzlichen Stromspiegel bedingen. Bild 6 zeigt für Interessenten die geänderte Prinzipschaltung, in der die Bauelemente R_2 und C_1 die Mittelwertbildung des zweiweggleichgerichteten Stromes übernehmen. Der zusätzliche Stromspiegel erfordert wenigstens für die Transistoren T_5 und T_6 einen pnp-Doppeltransistor. Bauelemente dieser Art sind oft schwierig zu beschaffen, so daß die im Bild 5 angegebene Lösung meist nicht zu verwirklichen ist. Wesentlich weniger Aufwand ist erforderlich, wenn man sich mit einer Einweggleichrichtung der zu messenden Eingangsspannung begnügt. In diesem Fall kann die notwendige Siebung in die bereits vorhandenen Baugruppen integriert werden, und es ergibt sich eine sehr einfache und elegante Lösung des Problems einer Wechselspannungsmessung.

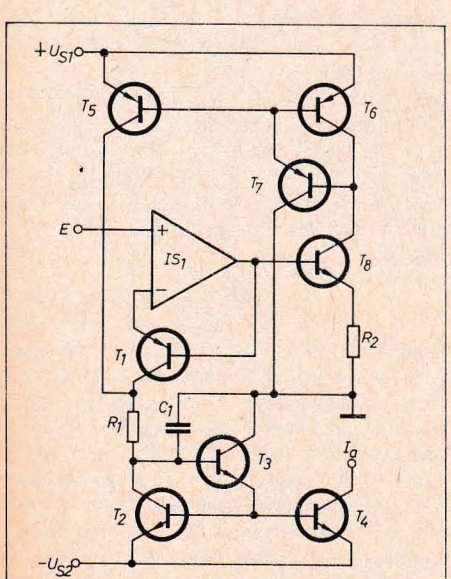


Bild 6: Zweiweggleichrichter mit Spannungs-Stromumsetzung für Wechselspannungsmessungen

Die praktische Schaltung im Bild 3 ermittelt den Effektivwert einer am Eingang E liegenden sinusförmigen Wechselspannung durch eine Einweggleichrichtung der negativen Halbwellen der Eingangsspannung. Damit die Ziffernfolge der Frequenz f am Ausgang des A-D-Umsetzers der Ziffernfolge des Effektivwertes der Wechselspannung entspricht, muß der Übertragungsfaktor des Spannungs-Stromumsetzers bei Wechselspannungsmessung verändert werden. Für den arithmetischen Mittelwert eines einweggleichgerichteten Stromes gilt

$$I_{ar} = \frac{I_e}{\pi} \qquad (12)$$

Für den Effektivwert der sinusförmigen Eingangsspannung erhält man die Beziehung

$$I_{eff} = \frac{I_e}{\sqrt{2}} \qquad (13)$$

Angezeigt werden soll von dem Frequenzzähler der Effektivwert, obwohl dem Kondensator C_3 ein dem Mittelwert proportionaler Strom entzogen wird. Aus der Gl. (11) ergibt sich also

$$f = \frac{|I_e|}{\pi I_{DT3} t_k}$$

$$f = \frac{I_{e\,eff}\sqrt{2}}{\pi I_{DT3\,k}} = \frac{U_{e\,eff}\sqrt{2}}{\pi I_{DT3} t_k R_6} \qquad (14)$$

Aus Gl. (14) folgt, daß R_6 bei der Messung von Wechselspannungen um den Faktor $\sqrt{2}/\pi$ gegenüber seinem Wert bei Gleichspannungsmessungen verringert werden muß. Der Schalter $S_{1/2}$ schaltet aus diesem Grund in der Stellung AC die Kombination $R_6 || (R_8 + R_9)$ als Emitterwiderstand für T_1 ein. Weiterhin verbindet die Ebene $S_{1/1}$ den Kollektor von T_2 mit der Speisespannung U_{S1}. Die Bauelemente R_1 und C_1 übernehmen die Siebung und damit die Bildung des arithmetischen Mittelwertes des einweggleichgerichteten Stromes, so daß im Transistor T_6 ein Gleichstrom fließt. Voraussetzung ist natürlich eine gegenüber der tiefsten Frequenz der zu messenden Eingangsspannung ausreichend große Zeitkonstante τ_{R1C1}, die bei dem Musteraufbau $\tau_{R1C1} = 32{,}4$ ms betrug. Für den Kondensator C_1 ist kein Elektrolytkondensator zulässig, weil dessen möglicher Reststrom die Symmetrie des Stromspiegels beeinträchtigen könnte. Mit dem Schalter S_1 kann zusätzlich ein im Bild 3 nicht eingezeichneter Schalter gekoppelt werden, der in den Weg zwischen dem Geräteeingang und E des A-D-Umsetzers einen Kondensator legt, damit in der Stellung AC von S_1 nur Wechselspannungen an E anliegen. In der Stellung AC von S_1 leuchtet die Diode D_4 ebenfalls. Bei niedrigen Frequenzen blinkt die Diode D_4. Wenn τ_{R1C1} entsprechend dimensioniert wurde, signalisiert dieser Effekt die untere Frequenzgrenze im Wechselspannungsmeßbereich.

Die Eichung des Spannungs-Frequenz-A-D-Umsetzers ist recht einfach, wobei von Vorteil ist, daß der AC-Meßbereich auch mit einer Gleichspannung justiert werden kann. Zuerst wird der Eingang E mit dem Massepotential verbunden. Mit dem Potentiometer R_3 gleicht man dann die Offsetspannung des Operationsverstärkers IS_1 so ab, daß die Frequenz am Ausgang A den Wert f = 10 Hz unterschreitet. Anschließend erfolgt bei der positiven Eingangsspannung von $U_e = 2$ V mit R_{10} die Einstellung auf f = 20 kHz. Danach wird an E eine negative Eingangsspannung von $-U_e = 2$ V angeschlossen. Mit dem Potentiometer R_{14} erfolgt ein Feinabgleich des Spiegelverhältnisses auf S = 1 bzw. f = 20 kHz. Damit ist der Gleichspannungsabgleich beendet. Der A-D-Umsetzer wird nun auf AC umgeschaltet und dem Eingang direkt eine negative Gleichspannung der Größe $-U_e = 2\,\text{V} \times \sqrt{2}/\pi$ zugeleitet. Mit R_9 wird dann f = 20 kHz eingestellt. Damit ist auch der Wechselspannungsmeßbereich geeicht.

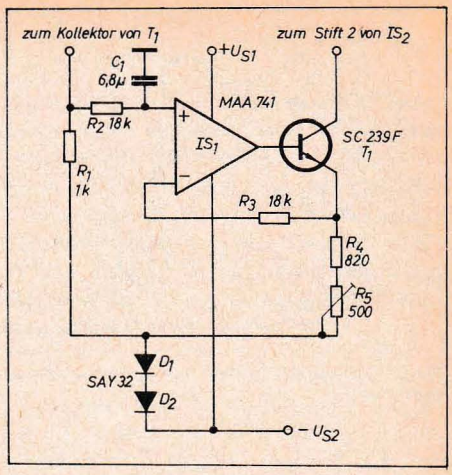


Bild 7: Stromspiegel mit einem Operationsverstärker

Zum Schluß noch der Hinweis, daß anstelle des im Bild 3 gezeigten Stromspiegels auch eine Stromspiegelschaltung mit einem Operationsverstärker genutzt werden kann. Eine solche Variante ist dann günstig, wenn z. B. kein Transistorarray zur Verfügung steht oder bei vorhandenen Arrays sich die geometrischen Abmessungen der einzelnen Transistoren derart unterscheiden, daß sich für T_5 und T_6 kein brauchbares Paar finden läßt. Die Funktion des im Bild 7 dargestellten Stromspiegels ist leicht überschaubar. Der Kollektorstrom des Transistors T_1 (Bild 3) fließt durch den Widerstand R_1. Der Spannungsabfall über R_1 ist die Steuerspannung der spannungsgesteuerten Stromquelle mit dem Operationsverstärker IS_1 und dem Transistor T_1. Für den Kollektorstrom I_{CT1} von T_1 im Bild 7 gilt

$$I_{CT1} = \frac{|U_e|\,R_1}{R_6(R_4 + R_5)} \qquad (15)$$

Der Widerstand R_6 findet sich im Bild 3. Das Spiegelverhältnis wird mit R_5 auf S = 1 abgeglichen. Die Dioden D_1 und D_2 heben den Fußpunkt von R_1 und vom Emitterwiderstand des Transistors T_1 um etwa $U_{FD1/2} = 1{,}2$ V gegenüber der Speisespannung $-U_{S2}$ an. Das ist erforderlich, weil IS_1 nicht bis zum Wert der negativen Speisespannung aussteuerbar ist.

Die im Bild 7 dargestellte Schaltung hat zusätzlich noch besondere Vorteile im Wechselspannungsmeßbereich, weil hier die Zeitkonstante des der Siebung dienenden Tiefpasses erheblich größer sein kann, da für R_2 nennenswert größere Werte zulässig sind als für R_1 im Bild 1.

Literatur

[1] Kühne, H.: Ein Zeitbaustein mit vielseitigen Anwendungsmöglichkeiten. radio fernsehen elektronik 24 (1975) H. 11, S. 379 und 380

Einfaches temperaturstabiles Referenzelement

Dipl.-Ing. G.-U. VACK

In der elektronischen Schaltungspraxis werden immer wieder Referenzspannungen oder -ströme benötigt, die von äußeren Einflüssen, insbesondere von der Umgebungstemperatur, unabhängig konstant sein sollen. In dem folgenden Beitrag wird über Erfahrungen beim Aufbau eines temperaturstabilen Referenzelementes mit Feldeffekttransistoren berichtet.

Die üblicherweise verwendeten Bipolartransistoren für Referenzelemente haben den Nachteil einer starken Temperaturabhängigkeit des Arbeitspunktes, der nur mit besonderen Maßnahmen stabilisiert werden kann. Verschiedene Vorschläge beziehen sich z. B. auf die Verwendung von zusätzlichen Bauelementen, die gerade eine Temperaturkompensation der Gesamtschaltung bewirken. Eine sehr interessante Lösung wurde in [1] gezeigt. Dort erfolgt durch eine besondere Schaltung eine Temperaturregelung auf dem Chip eines Schaltkreises. Mit diesem Vorschlag dürfte vor allem eine gute Reproduzierbarkeit der Schaltungsparameter beim Einsatz verschiedener Bauelemente des entsprechenden Schaltkreistyps erreicht werden.

Bei dem folgenden Vorschlag zur Realisierung eines Referenzelementes wird von der Verwendung eines Feldeffekttransistors ausgegangen. Für die n-Kanal-Sperrschicht-Feldeffekttransistoren BF 245 wird in [2] die Temperaturabhängigkeit des Drainstromes in Form von Kennlinien angegeben. Bild 1a zeigt das Kennlinienfeld für einen BF 245 A. Im Bild 1b ist für ausgewählte Temperaturen die Transferkennlinie aus Bild 1a konstruiert. Man erkennt, daß sich alle Kennlinien in einem Arbeitspunkt unabhängig von der Kanaltemperatur schneiden.

In [3] wird gezeigt, daß es für MOSFETs tatsächlich einen Arbeitspunkt gibt, bei dem der Temperaturkoeffizient verschwindet. Gleiches trifft auch für die Sperrschichtfeldeffekttransistoren zu. Die Bilder 2a bis 2c zeigen für verschiedene Feldeffekttransistoren (Sperrschicht-FET BF 245 A, MOSFET SM 103, Sperrschicht-FET КП 303 E) die Transferkennlinien für ausgewählte Gehäusetemperaturen.

Für die Messungen wurden die Bauelemente in einem mit Öl gefüllten Kupferrohr wasserdicht eingelötet. Das Kupferrohr wurde anschließend in einem Wasserbad den Meßtemperaturen ausgesetzt. Auch für die genannten Transistoren konnte festgestellt werden, daß sich die Transferkennlinien in einem Arbeitspunkt schneiden.

Die genaue Lage des temperaturkompensierten Arbeitspunktes ist von der Schwellenspannung und vom Drainstrom für eine Gate-Sourcespannung gleich null abhängig. Damit ist eine wesentliche Abhängigkeit von Exemplarstreuungen zu erwarten. Mit Feldeffekttransistoren vom Verarmungstyp lassen sich Stromquellen wie im Bild 3 aufbauen. Der Innenwiderstand derartiger Stromquellen ist sehr hoch und liegt in der Größenordnung 10^2 kΩ.

Mit dem gleichen Feldeffekttransistor, dessen Kennlinien im Bild 2a dargestellt sind, wurde eine Stromquelle dimensioniert. Als Gegenkopplungswiderstand im Sourcekreis wurde ein Metallschichtwiderstand von 680 Ω eingesetzt. Dabei stellte sich ein Kanalstrom von etwa 0,95 mA ein. Der damit vorliegende Arbeitspunkt hat einen leicht positiven Temperaturkoeffizienten. In der oben beschriebenen Meßanordnung konnten maximale Abweichungen des Stromes im Temperaturbereich +10...+95 °C von $2{,}5 \cdot 10^{-3}$ durch Kompensationsspannungsmessung ermittelt werden.

Der tatsächliche Temperaturkoeffizient liegt damit in der Größenordnung $5 \cdot 10^{-5}$/K. Wenn der Arbeitspunkt in das TK-Minimum gelegt werden kann, ist eine noch geringere Temperaturabhängigkeit des Kanalstromes zu erwarten. Allerdings dürfte bei hohen Forderungen bezüglich der Stabilität bereits der Einfluß des Gegenkopplungswiderstandes eine Rolle spielen (der für die Messungen verwendete Widerstand ist laut Herstellerangaben mit Temperaturkoeffizienten bis zu 10^{-4}/K behaftet).

Die Stromquelle nach Bild 3 hatte einen Innenwiderstand von 150 kΩ. Die Abhängig-

Fortsetzung auf Seite 192

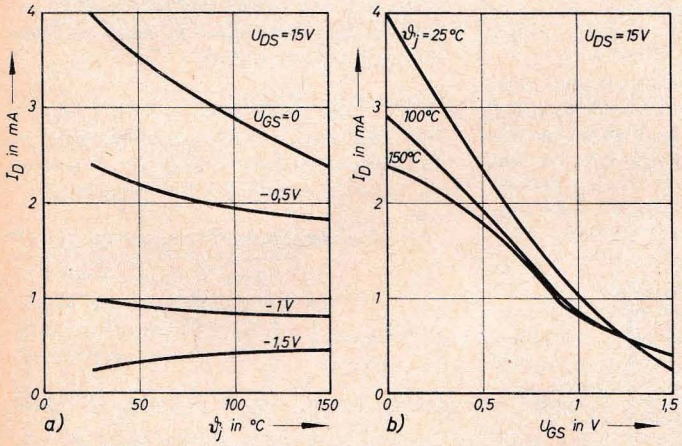


Bild 1: a) $I_D = f(\vartheta_j)$ für BF 245 A nach [2]; b) $I_D = f(-U_{GS})$ für BF 245 A

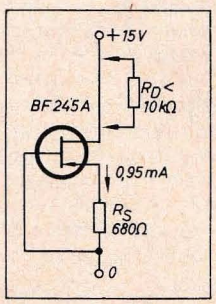


Bild 3: Stromquelle mit Feldeffekttransistor

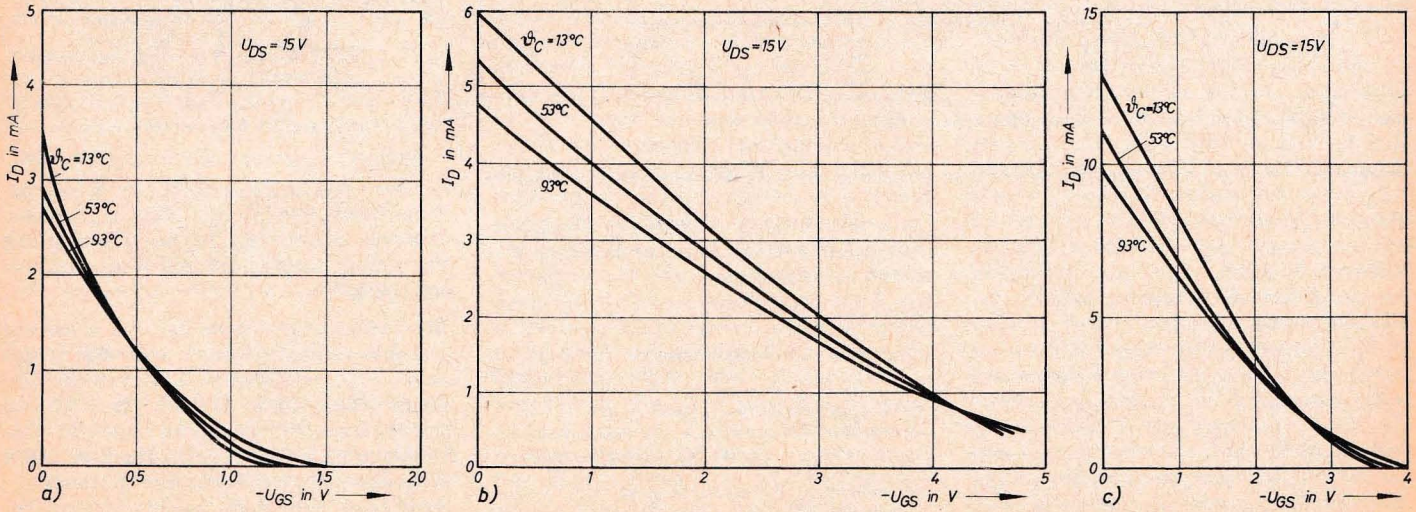


Bild 2: $I_D = f(-U_{GS})$-Messungen. a) BF 245 A; b) SM 103; c) КП 303 E

Elektronische Bandlaufkontrolle in Kassettentonbandgeräten

Dipl.-Ing. MICHAEL GEISLER und
Dipl.-Phys. JÜRGEN LEDERMANN

Im folgenden Beitrag wird eine Schaltung beschrieben, mit der der gefürchtete „Bandsalat" in Kassettenrecordern verhindert werden kann. Durch die Verwendung des Initiatorschaltkreises A 301 D werden einfacher Aufbau, geringe Größe und hohe Zuverlässigkeit erreicht. Der Einbau der Schaltung in einen Kassettenrecorder ist unproblematisch.

Wohl die meisten Besitzer eines Kassettenrecorders kennen das Problem, daß durch mechanisches Verklemmen der Kassette der Aufwickelteller des Recorders stehen bleibt und das weitertransportierte Band in den Recorder hineingezogen wird. Auch wenn das sofort bemerkt wird und eventuell nur einige Zentimeter Band zerknittert werden, ist die Tonqualität an der betreffenden Bandstelle stark gemindert, und die Kassette neigt dazu, an dieser Stelle immer wieder Bandsalat zu bilden. Wird das Stehenbleiben des Aufwickeltellers nicht sofort bemerkt, kann das zur Zerstörung des Bandes und sogar zur Beschädigung des Recorders führen.

Durch den Einbau der elektronischen Bandlaufkontrolle kann das sicher verhindert werden. Zusätzlich wird der Motor am Bandende abgeschaltet, wodurch Antrieb und Batterie geschont werden. Der Recorder kann somit auch längere Zeit ohne ständige Aufsicht betrieben werden. Die entwickelte Schaltung mit der IS A 301 D zeichnet sich durch einfachen Aufbau, geringe Größe und hohe Zuverlässigkeit aus. Es wurde die Amateurvariante R 301 D des Initiatorschaltkreises eingesetzt. Die Schaltung arbeitet seit längerer Zeit in zwei Geräten zufriedenstellend.

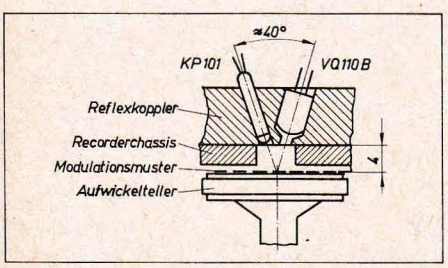


Bild 1: Darstellung des Reflexkopplersystems

Funktionsbeschreibung

Die elektronische Bandlaufkontrolle schaltet bei stehenbleibendem Aufwickelteller den Antrieb des Recorders ab. Das Stehenbleiben wird durch ein optisches Reflexkopplersystem erkannt (s. Bild 1). Der eigentliche Reflexkoppler besteht aus der Infrarot-Lumineszenzdiode VQ 110 B und dem Fototransistor KP 101 (Tesla). Damit wird ein Modulationsmuster auf der Rückseite des Aufwickeltellers abgetastet, das aus abwechselnd reflektierenden und nichtreflektierenden Streifen besteht. Die Kollektorspannung des Fototransistors wird mit einem Initiatorschaltkreis A 301 D ausgewertet (Bild 2).

Bei sich drehendem Aufwickelteller ist die Kollektorspannung des KP 101 moduliert. Ihr Wechselspannungsanteil wird über den Kondensator C_1 ausgekoppelt und an den Eingang des Verstärkers der IS A 301 gegeben. Der Transistor der Auswertestufe wird vom verstärkten Signal im Takt der Modulationsfrequenz durchgesteuert und entlädt periodisch den Kondensator C_2. Der Spannungsmittelwert über C_2 reicht nicht aus, um den Schwellwertschalter der A 301 D durchzusteuern. Damit erfolgt keine Abschaltung des Antriebes.

Dreht sich der Aufwickelteller nicht mehr, liegt am Kollektor des KP 101 eine Gleichspannung an. Der Transistor der Auswertestufe bleibt durch den Widerstand R_3 am Eingang des Verstärkers gesperrt. Der Kondensator C_2 lädt sich über die Widerstände R_9 und R_{10} der A 301 D mit der vorgegebenen Zeitkonstanten auf. Beim Erreichen des Schaltpunktes des Schwellwertschalters wird dieser durchgesteuert, und der Antrieb des Recorders wird ausgeschaltet [1] [2]. Die Zeitkonstante, bestimmt durch C_2, muß groß genug sein, um erstens beim Anschalten der Betriebsspannung einen sicheren Anlauf des Motors zu gewährleisten und zweitens beim langsamsten Lauf des Aufwickeltellers ein Abschalten des Antriebes zu verhindern. Der Widerstand R_4 dient zur Stabilisierung des Verstärkers.

Hinweise zum Aufbau

Die folgenden Hinweise beziehen sich auf den Einbau der Schaltung in den Kassettenbaustein KGB 4 (Stern-Recorder R 160, Sonett, Anett, Minett). Der Einbau in einen anderen Laufwerktyp ist bei Veränderung des Kopplersystems und der Motorabschaltung möglich.

Das Modulationsmuster auf der Rückseite des Aufwickeltellers wurde wie folgt hergestellt. Eine Lochscheibe aus dünnem Zeichenkarton ($d_a = 19$ mm, $d_i = 10$ mm) wurde auf den Bandteller geklebt. Die Lochscheibe wurde mit Alu-Hochglanzfolie überzogen. Mit mattschwarzem (nichtreflektierendem) Optiklack wurden darauf, im gleichmäßigen Abstand über den Umfang

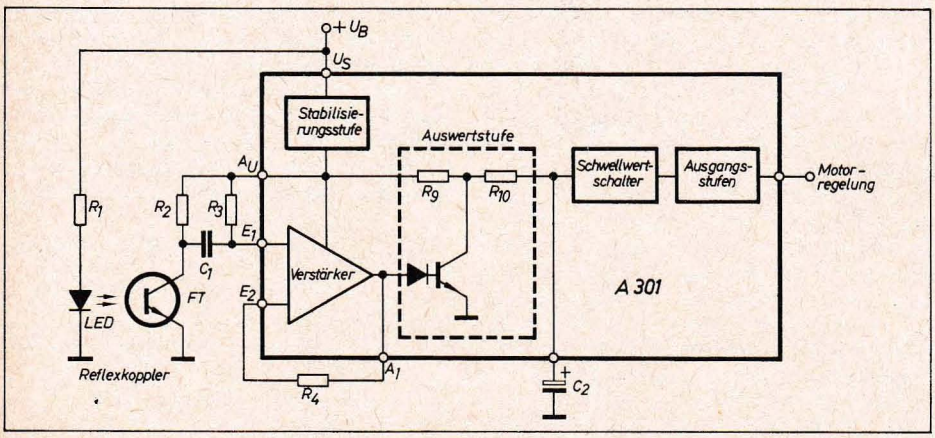


Bild 2: Prinzipschaltbild der elektronischen Bandlaufkontrolle

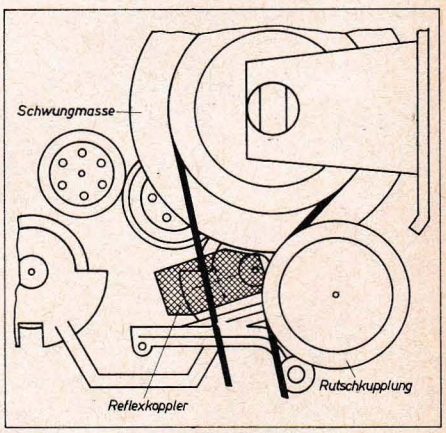


Bild 3: Anordnung des Reflexkopplers im Recorder

Fortsetzung von Seite 191

keit des Konstantstromes von der Speisespannung liegt damit bei $6 \cdot 10^{-3}$/V.

Die untersuchte Stromquelle kann unmittelbar als Zweipol in elektrischen Stromkreisen verwendet werden. Muß eine Referenzspannung erzeugt werden, so kann man entweder im Drainkreis einen (ggf. veränderlichen) Widerstand verwenden oder aber an der Sourceelektrode die Gegenkopplungsspannung abgreifen. Nachteilig ist der hohe Innenwiderstand einer solchen Spannungsquelle, als Vorteil ist die Einstellbarkeit der Spannung zwischen Null und Maximalwert zu werten.

Literatur

[1] Kühne, H.: Temperaturstabile Spannungsreferenzelemente. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 2, S. 79–81
[2] Valvo-Handbuch Feldeffekt-Transistoren 1973
[3] Möschwitzer, A.; Lunze, K.: Halbleiterelektronik-Lehrbuch. Berlin: VEB Verlag Technik 1973, S. 421–424
[4] Schischkow, A.: Verwendung von FETs in Spannungsstabilisatoren. radio fernsehen elektronik 22 (1973) H. 11, S. 375 und 376

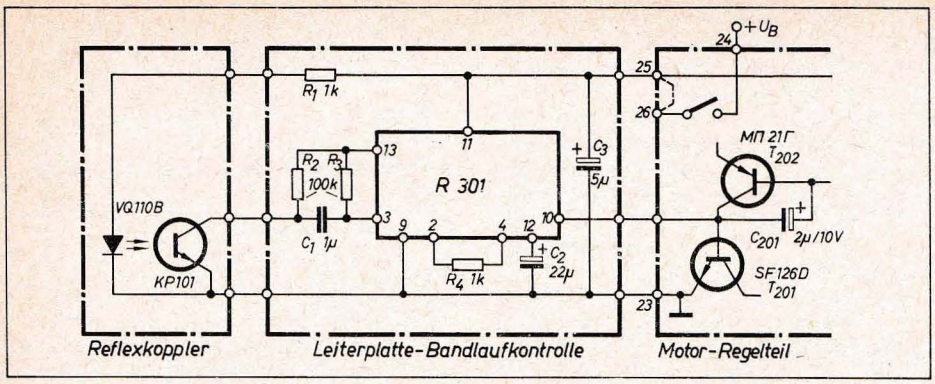


Bild 4: Schaltung der elektronischen Bandlaufkontrolle

verteilt, zwölf etwa 2 mm breite Streifen gemalt. Die beiden optoelektronischen Bauelemente KP 101 und VQ 110 wurden in ein Metallklötzchen eingeklebt. Die Abmessungen des Klötzchens sind L 20 mm × B 11 mm mal H 8 mm. An den entsprechenden Stellen wurden Aussparungen für die Schwungscheibe, die Achse des Aufwickeltellers und den Andruckrollenhebel ausgeführt. Der Reflexkoppler wurde am Chassis des Recorders festgeschraubt (s. Bild 3).

Bild 4 zeigt die Gesamtschaltung der Bandlaufkontrolle. In der gezeigten Variante schaltet die IS A 301 direkt die Regelung des Motors ab. Die Abschaltung des Antriebes über ein Relais (RGK 20, GBR 111) ist ebenfalls möglich. Die angegebenen Werte der Widerstände und Kondensatoren sind nur Richtwerte. Genaue Vorgaben sind auf Grund der Exemplarstreuungen der Halbleiterbauelemente und vor allem durch die Abhängigkeit vom mechanisch-optischen Aufbau nicht möglich. Vor dem Aufbau einer Leiterplatte sollte deshalb die Schaltung auf einem Schaltungsbrett dimensioniert werden. Dabei sind die Werte so zu bemessen, daß die Schaltung hinreichend sicher funktioniert. Auf Grund der geringen Anzahl der Bauelemente ist das unproblematisch. Es sei hier aber darauf hingewiesen, daß der mechanische Aufbau und der Einbau des Reflexkopplers einige Anforderungen an den Amateur stellt.

Ergebnisse

Die elektronische Bandlaufkontrolle wurde in zwei Geräten eingebaut. Sie schaltet beim Blockieren der Aufwickelspule der Kassette den Antrieb schnell genug ab, um ein Zerknittern oder Beschädigen des Bandes zu verhindern. Der Stromverbrauch der Schaltung liegt bei 12...15 mA. Das ist bei einem Gesamtstromverbrauch des Recorders von etwa 100...120 mA vertretbar. Am Bandende schaltet die Bandlaufkontrolle den Antrieb ab. Dadurch wird der Stromverbrauch von etwa 140 mA ohne Abschaltung auf etwa 40 mA verringert.

Literatur

[1] Buttgereit, D.: Die integrierte Initiatorschaltung A 301 D. radio fernsehen elektronik 26 (1977) H. 12, S. 403–406

[2] Haberland, K.-H.: Anwendungen der Initiatorschaltung A 301 D. radio fernsehen elektronik 26 (1977) H. 14, S. 453–458

Fachbücher

Taschenbuch Elektrotechnik in sechs Bänden

Herausgegeben von E. Philippow

Band 1 Allgemeine Grundlagen

VEB Verlag Technik Berlin 1976
896 Seiten, 625 Bilder, 166 Tafeln
Bestellnummer 552 266 2
(beim Verlag vergriffen)

Band 2 Grundlagen der Informationstechnik

VEB Verlag Technik Berlin 1977
861 Seiten, 612 Bilder, 141 Tafeln
Bestellnummer 552 357 7

Band 3 Bauelemente und Bausteine der Informationstechnik

VEB Verlag Technik Berlin 1978
951 Seiten, 1 184 Bilder, 214 Tafeln
Bestellnummer 552 597 8

Band 4 Systeme der Informationstechnik

VEB Verlag Technik Berlin 1979
972 Seiten, 986 Bilder, 205 Tafeln
Bestellnummer 552 714 8

Alle Bände Kunstleder, je Band 30,00 Mark

Der „Philippow" ist seit 1963, dem Jahr des Erscheinens des ersten Bandes des damals dreibändigen Werkes, zum unentbehrlichen Nachschlagewerk geworden. Die stürmische Entwicklung der Elektrotechnik, der Wunsch nach besserer Handhabbarkeit des Gesamtwerkes und sicher auch die einfachere Herstellungsmöglichkeit von Büchern mit „nur" knapp 1 000 Seiten gegenüber solchen vom doppelten Umfang haben zu einer Umgruppierung und Neugliederung des gesamten Stoffes geführt. Vom nunmehr sechsbändigen Werk liegen inzwischen die Bände 1 bis 4 vor. Danach sollen zwei der Elektroenergietechnik gewidmete Bände das Gesamtwerk abschließen.

Im ersten Band findet der Leser Abschnitte über die theoretischen Grundlagen der Elektrotechnik, die Mathematik und spezielle Rechenverfahren der Elektrotechnik, die Elektrophysik, die Maßsysteme und Einheiten, die elektrische Meßtechnik sowie die Werkstoffe der Elektrotechnik.

Gegenüber der alten dreibändigen Ausgabe wurde der Abschnitt über die Mathematik gestrafft und mit dem Abschnitt über spezielle Rechenverfahren der Elektrotechnik zusammengefaßt. Im Abschnitt über die Werkstoffe der Elektrotechnik werden magnetische Werkstoffe, Leiterwerkstoffe, Isolierstoffe und ferroelektrische Werkstoffe betrachtet, bedauerlicherweise aber nicht die so wichtigen Halbleiterwerkstoffe. Eine Ergänzung in der mit Sicherheit zu erwartenden Neuauflage ist wünschenswert.

Der zweite Band ist in die Abschnitte Informations- und Kodierungstheorie, Bedienungstheorie, Zuverlässigkeitstheorie, Korrelationsanalyse, Systemtheorie, Theorie der automatischen Steuerung, Theorie der analogen Schaltungen, Theorie der digitalen Schaltungen, Empfindlichkeitsanalyse dynamischer Systeme, Theorie der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen, Grundlagen der Elektroakustik und Informationsaufnahme, -verarbeitung und -speicherung sowie Steuerungsprozesse in Lebewesen gegliedert. Neu sind die Abschnitte über die Empfindlichkeitsanalyse dynamischer Systeme und die Informationsaufnahme usw. im Lebewesen.

Durch die vorgenommenen Umgruppierungen, Ergänzungen und Straffungen hat der Band 2 insgesamt gewonnen. In der vorliegenden Form wird er auch zukünftigen Erfordernissen Rechnung tragen. Mit dem letzten Abschnitt (dem über die Lebewesen) werden allerdings die meisten Leser wenig anzufangen wissen – nach meiner Meinung sprengt er den Rahmen des Taschenbuches.

Der dritte Band des Taschenbuches ist in die drei Hauptabschnitte Fertigungstechnologien für Bauelemente und Geräte der Informationstechnik, Bauelemente der Informationstechnik und Elementarbausteine der Informationstechnik gegliedert.

Im ersten Hauptabschnitt wird nur auf die Fertigungstechnologie einiger ausgewählter – wenn auch der wichtigsten – Bauelemente eingegangen, weitere wichtige Bauelemente werden aber im zweiten Hauptabschnitt im Hinblick auf ihre Anwendung betrachtet. Die Abschnitte über die Vakuumtechnik, die Dünnschichttechnologie und die Festkörpertechnologie selbst sind übersichtlich, informativ und klar formuliert.

Weitaus störender als bei den Bauelementen wirkt sich die Unvollständigkeit bei der Behandlung der Fertigungstechnologie der elektronischen Geräte aus. Über die wichtige Problematik der Gefäße und Gefäßsysteme findet man nicht ein einziges Wort, und die Behandlung der Technologie der elektronischen Funktionseinheiten erschöpft sich in der Betrachtung der ge-

druckten Schaltungen (hier vor allem in der ausgezeichneten Darstellung des Entwurfs und der Konstruktion des Leiterbildes) sowie der Dickschichttechnologie.

Der Rezensent weiß aus eigener Erfahrung, wie schwer es ist, ein vernünftiges Ordnungsprinzip für Bauelemente zu finden. Deswegen seien Zweifel an der im zweiten Hauptabschnitt „Bauelemente der Informationstechnik" angewandten Systematik nur dort geäußert, wo sie sich wirklich nicht unterdrücken lassen: Passen Kabel und Leitungen (in diesem Abschnitt werden u. a. die Leitungsgleichungen, Leitungskennwerte, Wellenwiderstand, Nebensprechen und Fremdstrombeeinflussung behandelt) sowie Antennen (mit Begriffen der Antennentheorie, Modellmessungen, Linearantennen, Breitbandantennen, Flächenantennen usw.) nicht besser an eine andere Stelle? Und außerdem: Müssen in einem Werk dieses Formats nicht auch die von Tag zu Tag wichtiger werdenden Lichtleiter eingehend betrachtet werden? Die knappe Druckseite, die sich im Band 4 findet, ist doch wohl etwas wenig.

Die einzelnen Abschnitte, in denen die Bauelemente behandelt werden, sind durchweg klar und folgerichtig. Die passiven Bauelemente der NF- und der HF-Technik sowie der Höchstfrequenztechnik werden in einer auf den Anwender bezogenen, gut gewählten und unmittelbar in der Praxis brauchbaren Form erläutert. Im besonders informativen Abschnitt über integrierte Schaltungen gibt es interessante technisch-ökonomische Informationen, die man auch an anderer Stelle gern sehen würde.

Band 4 des Taschenbuches ist in sechs Hauptabschnitte gegliedert. Der erste Hauptabschnitt ist der leitungsgebundenen Nachrichtentechnik gewidmet. Den Autoren kann bescheinigt werden, daß es ihnen ausgezeichnet gelungen ist, auf etwa 200 Druckseiten eine informative Übersicht über das gegenwärtig stark im Fluß befindliche Gesamtgebiet der leitungsgebundenen Nachrichtentechnik zu geben.

Die Beiträge zum zweiten Hauptabschnitt „Funktechnik" sind ebenfalls klar, informativ und übersichtlich. Der folgende kurze Hauptabschnitt „Fernwirk- und Automatisierungstechnik" ist in die Abschnitte „Fernwirktechnik" und „Gerätesysteme der Automatisierungstechnik" unterteilt.

Die letzten drei Hauptabschnitte behandeln Funktionseinheiten der elektronischen Informationsverarbeitung, analoge und hybride sowie digitale Informationsverarbeitungssysteme. Dabei ist der aktuelle technische Stand des Einsatzes von Mikroprozessoren und Mikrorechnern bereits berücksichtigt worden.

Wesentliche Teile aus dem Hauptabschnitt über die Funktionseinheiten hätten allerdings im Hauptabschnitt über Elementarbausteine des dritten Bandes einen günstigeren Platz gefunden, weil sie eine weit über die Informationsverarbeitung hinausgehende Bedeutung haben.

Mit den vorliegenden vier Bänden hat der Leser, der sich nur für die Informationstechnik interessiert, praktisch ein vollständiges Werk in der Hand. Diese vier Bände werden auch weiterhin den ausgezeichneten Ruf dieses Werkes festigen. Autoren und Herausgeber sind dem Ziel, ein informatives und leicht handhabbares Werk, das Auskunft über den gesamten Bereich der Informationstechnik vermittelt, zu schaffen, bereits sehr nahe gekommen. Es wird auch weiterhin seine Leser finden. Dies schließt den Wunsch an den Herausgeber nicht aus, bei den mit Sicherheit zu erwartenden Nachauflagen noch all das zu tun, was notwendig ist, um das Werk auch in den letzten Feinheiten abzurunden.

K.-H. Rumpf

N. T. Petrowitsch

Information in unserem Leben

Übersetzung aus dem Russischen
VEB Verlag Technik Berlin und Verlag Mir Moskau 1978
232 Seiten, 66 Bilder
Ganzgewebeeinband 10,00 Mark
Bestellnummer 552 482 8

Was verbirgt sich hinter dem Ausdruck Information? Welche Rolle spielt sie im Leben der Tiere und der Menschen? Wie kann sie dargestellt und vermittelt werden? Solche und ähnliche Fragen behandelt der bekannte Nachrichtentechniker Prof. Dr. sc. techn. N. T. Petrowitsch in diesem Buch. Hiermit setzt er die Unterhaltung über interessante Gebiete der modernen Wissenschaft fort, die er mit der Herausgabe seines bekannten Werkes „Signale aus dem All" begann.

Das Buch stellt einen Streifzug durch die das gesamte Leben beeinflussende Informationstechnik dar. Über die Schilderung der Wirkungsweise der Information anhand der verschiedensten Beispiele (z. B. aus der Tierwelt, aus der Vererbungslehre usw.) leitet der Autor zu seinen Erläuterungen der komplizierteren Formen der Informationsauswahl, -ermittlung, -speicherung und -übertragung über. Er beschäftigt sich mit dem Zusammenhang zwischen Information und Raum und Zeit, den Begriffen der Welle, Frequenz und Modulation. Der Leser wird mit den Informationsträgern wie Schall und Licht, deren physikalischen Grundlagen, den auftretenden Störungen bei der Informationsübertragung und in diesem Zusammenhang mit den Möglichkeiten, den Einfluß dieser Störungen auf die zu übertragende Information zu vermindern, bekannt gemacht. Der Autor geht ebenfalls auf den idealen Empfänger nach Kotelnikow, die Möglichkeiten des Kontaktes zu außerirdischen Zivilisationen sowie deren Wahrscheinlichkeit und die Gefahr einer „Informationsexplosion" ein.

Da mit diesem Buch insbesondere jugendliche und auch solche Leser, deren Fachgebiet nicht die Informationstechnik ist, angesprochen und an dieser interessiert werden sollen, benutzt N. T. Petrowitsch die ihm eigene einfache und klare, aber nicht vereinfachte, durch lustige Episoden aufgelockerte Darstellungsweise, deren Verständlichkeit noch durch kleine humoristische Zeichnungen unterstützt wird. Es kann all denen empfohlen werden, die sich mit der Informationstechnik und deren Anwendungsmöglichkeiten beruflich oder auch nur interessehalber beschäftigen und sich mit der Lektüre dieses Buches einige interessante und unterhaltende Stunden bereiten wollen.

B. Kasper

Autorenkollektiv

Berechnung elektronischer Schaltungen mit Transistoren

Populärwissenschaftliche Radiobibliothek
Band 963
(Rasčet èlektronnych ustroistv na tranzistorach)

In russischer Sprache
Verlag Energija, Moskau 1978
208 Seiten, 116 Bilder, 7 Tafeln
Broschur 5,00 Mark

Auch im Zeitalter der integrierten Schaltungen haben Bücher über diskrete Halbleiterbauelemente und deren Anwendung ihre volle Berechtigung. Aus didaktischer Sicht läßt sich auf diese Weise die Funktion einer Grundschaltung besser erläutern. Andererseits werden diese Bauelemente beim interessierten Leserkreis sehr verbreitet angewendet. Die vorliegende Broschüre wurde von einem Autorenkollektiv geschrieben, wobei die einzelnen Abschnitte vom jeweiligen Spezialisten erarbeitet wurden.

Mit diesem Buch wird dem Leser eine Methodik zur Berechnung elektronischer Schaltungen mit Transistoren in die Hand gegeben, mit der er in der Lage ist, die bekanntesten analogen und digitalen Schaltungen für seinen konkreten Anwendungsfall vollständig zu dimensionieren. Die vielen Bilder und Zeitdiagramme erleichtern das Einarbeiten in die Schaltungsfunktion wesentlich. Die vorgestellten Schaltungen werden sehr ausführlich mit bestimmten Transistortypen sowjetischer Produktion und Zahlenbeispielen durchgerechnet. Wo es Vorteile bringt, werden auch Schaltungen mit FETs (z. B. Dual-Gate-FET) behandelt.

Insgesamt lassen sich drei Hauptabschnitte zusammenfassen:

1. Berechnung von NF-, ZF- und HF-Verstärkern, Demodulatoren, Mischstufen und Oszillatoren
2. Berechnung von Impulsschaltungen (Impulsverstärker, Sperrschwinger, Multivibratoren und Sägezahngeneratoren)
3. Berechnung von Konstantstromquellen und Stromversorgungseinheiten.

Entsprechend dem vorgesehenen, breiten Leserkreis ist der Stoff sehr übersichtlich und verständlich dargestellt. Es sind keine besonderen mathematischen Kenntnisse erforderlich. Wer zur Schaltungsdimensionierung einen Taschenrechner benutzen kann, dem bleiben selbst die wenigen Fälle des Potenzierens und Radizierens erspart. Der Inhalt eines jeden Abschnittes reicht aus, um eine Schaltung erschöpfend berechnen zu können. Die Broschüre kann deshalb auch als Nachschlagewerk zur Beantwortung bestimmter Teilfragen herangezogen werden.

Im Anhang werden einige Kurzdaten von 86 Transistoren aus sowjetischer Produktion angegeben.

Allen Geräteentwicklern und Elektronikstudenten kann die Broschüre eine wertvolle Hilfe zum Wiederholen bzw. zum Eindringen in die praktische Schaltungstechnik mit Transistoren sein.

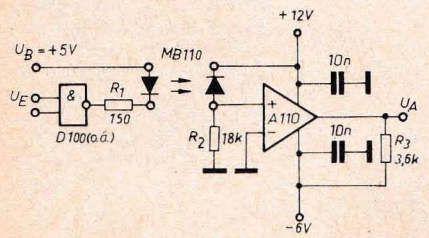
G. Turinsky

Schneller Optokoppler für TTL-Signale

Bei Meßsystemen, in denen sowohl TTL-Signale als auch Analogsignale übertragen werden müssen, treten oft störende Verkopplungen, z. B. durch Erdschleifen, auf. Eine Lösung des Problems bieten Optokoppler, wobei es wegen der Linearitäts-, Dynamik- und Driftprobleme beim Analogkoppler einfacher ist, das TTL-Signal erdfrei zu übertragen. Dabei kommen als Grenzfälle einerseits statische Signale vor und andererseits müssen z. B. für Rechneranwendungen die Verzögerungszeiten unter 1 µs liegen.

Wenn ein TTL-kompatibler Optokoppler nicht zur Verfügung steht, ist eine Lösung mit dem Optokoppler MB 110 (Kombination Lumineszenzdiode – Fotodiode) vom VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin interessant. Das Bild zeigt die im Zentrum für wissenschaftlichen Gerätebau der AdW der DDR erprobte Schaltung.

Die Ansteuerung der Lumineszenzdiode des MB 110 erfolgt in der für größere Ausgangsströme üblichen Weise zwischen $U_B = +5$ V und dem TTL-Ausgang; R_1 bestimmt den Ansteuerstrom. Der schnelle Komparator A 110 dient zur Verstärkung und Impulsformung. R_3 sichert den TTL-Low-Pegel bei Eingangssignal Null. Mit der gezeigten Schaltung wurden Verzögerungszeiten von $t_{DHL} < 120$ ns und $t_{DLH} < 200$ ns erreicht.



Für Leitungsübertragungen ist der eigentliche Optokoppler auf der Empfangsseite, also am Ende der Leitung, anzuordnen.

Mit der hier vorgestellten Anordnung wurden Signale über ein 5 m langes 50-Ω-Koaxialkabel (Kabelmantel an +5 V) übertragen.

Auf eine gute Siebung der Betriebsspannungen des A 110 ist zu achten.

Dr. G. Kantelberg

Zweiphasen-Taktgenerator

Für jeden Mikroprozessor muß ein eigener Taktgenerator entwickelt werden. Neben Einphasen- werden auch Zweiphasen-Taktgeneratoren benötigt, bei denen die zwei Phasen eine bestimmte zeitliche Lage zueinander aufweisen müssen. Nur beim Einschalten der geforderten technischen Kennwerte der Taktphasen kann die volle Leistungsfähigkeit des Mikroprozessors erreicht werden.

Mit der Schaltung aus dem Sonderheft Nr. 1 „Mikroprozessoren" der Zeitschrift Elektronik (1977), S. 118, werden zwei Taktphasen erzeugt, die sich garantiert nicht überlappen. Für eine Taktfrequenz von $f_T = 1$ MHz ergeben sich folgende Kennwerte:

Taktbreite $T_1 > 430$ ns
$T_2 < 470$ ns

Lücke zwischen

T_1 und $T_2 \approx 100$ ns

Wie Bild 1 zeigt, besteht der Taktgenerator aus einem quarzgesteuerten Grundtaktgenerator mit $f_0 = 8$ MHz, einem Frequenzteiler und einer Ausblendschaltung zur Taktphasenbildung. Als Frequenzteiler wird ein synchroner Dezimalzähler eingesetzt, an dessen Ausgang Q_C (Teiler-

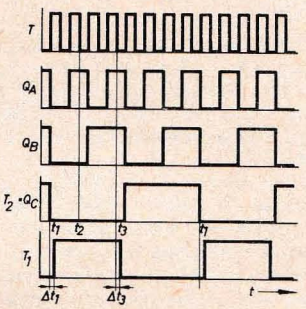


Bild 2: Zeitdiagramme zum Zweiphasen-Taktgenerator

faktor 8:1) die benötigte Taktfrequenz $f_T = 1$ MHz mit einem Tastverhältnis von 0,5 zur Verfügung steht. Sie wird unverändert als Taktphase T_2 mit einer H-Signaldauer von 500 ns auf den Mikroprozessor gegeben. Die Taktphase T_1 muß für die Zeitdauer gebildet werden, in der die Taktphase T_2 L-Signal annimmt. Dabei dürfen sich die Flanken mit Sicherheit nicht überschneiden. Das Zeitdiagramm Bild 2 läßt erkennen, daß $T_2 = L$ für vier Taktperioden T, ab dem Zeitpunkt t_1, gilt. Zum Zeitpunkt t_1 schaltet das Gatter G_8, an dessen Eingängen die beiden Signale $\overline{Q_B}$ und $\overline{Q_C}$ liegen, das aus G_5 und G_9 gebildete RS-Flip-Flop am Ausgang auf H-Signal. Das ist möglich, da Q_B und Q_C in dieser Zeit L-Signal führen. Die zeitliche Trennung Δt_1 der beiden Taktflanken wird eindeutig durch drei Gatterlaufzeiten bestimmt. Eine Halbperiode des Grundtaktgenerators T vor dem L-H-Sprung von T_2 kippt das RS-Flip-Flop zurück und schaltet die Taktphase T_1 auf L-Signal (Zeitpunkt t_3).

Ausgelöst wird dieser Schaltvorgang durch die Verknüpfung des Grundtaktes $T = L$ und $Q_A = H$ am Gatter G_4. In diesem Fall wirken vier Gatterlaufzeiten. Durch die Ausnutzung der hochkonstanten Halbperiode des Grundtaktes T von 63 ns wird der Schaltvorgang definiert ausgelöst und nach den Gatterlaufzeiten am Ausgang des RS-Flip-Flops wirksam. Die Gatterlaufzeiten bestimmen den Abstand Δt_3 der Taktflanken. Durch den Einsatz von Gattern mit unterschiedlichen Schaltzeiten können Δt_1 und Δt_3 den Erfordernissen angepaßt werden.

Aus dem Zeitdiagramm ist noch zu entnehmen, daß es zum Zeitpunkt t_2 ebenfalls eine Kombination $T = L$, $Q_A = H$ gibt, mit der es möglich wäre, T_1 vorzeitig auf L-Signal zu schalten. Dieser Schaltvorgang wird verhindert, da zu diesem Zeitpunkt die Signale $Q_B = L$, $Q_C = L$ noch am RS-Flip-Flop anstehen. Die H-Impulsdauer von T_1 beträgt 430 ns.

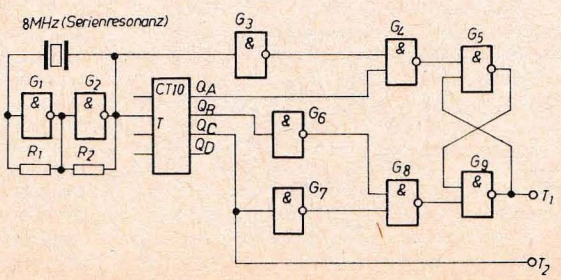


Bild 1: Zweiphasen-Taktgenerator mit synchronem Dezimalzähler

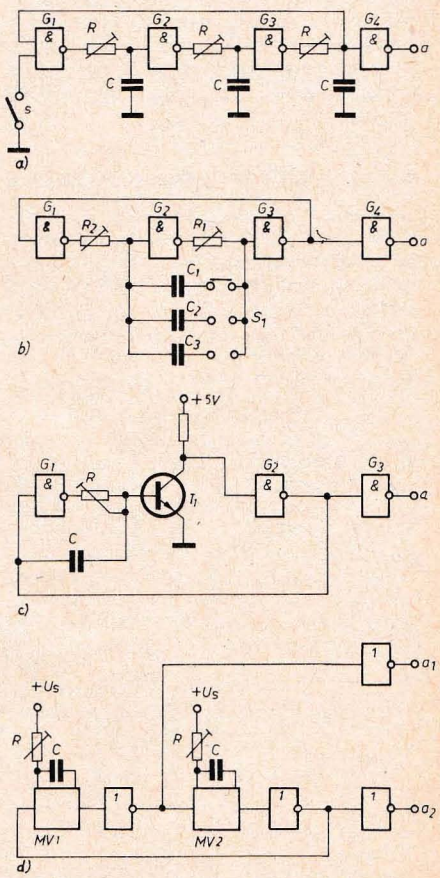
Ringoszillatoren mit veränderbarer Frequenz

Bekannte Ringoszillatoren geben nur eine Festfrequenz ab. Über die Veränderung der Schaltzeit der im Ring vereinigten Schaltkreise ist es aber leicht möglich, die Frequenz kontinuierlich zu verändern. Eine Methode besteht darin, die Schaltzeiten der IS durch zwischen Ausgang und Eingang eingefügte RC-Glieder zu vergrößern. Da die Zeitkonstante des RC-Gliedes je IS aus Funktionsgründen beschränkt ist, müssen für niedrige Frequenzen mehrere RC-Glieder eingesetzt werden. Je nach Ausschöpfung des statischen Störabstandes gilt $R \leq 500\ \Omega$. Der Kondensator sollte $C = 1\,000$ pF nicht überschreiten, damit die Ausgangsflanken noch im typischen Bereich liegen. Durch die unterschiedlichen Lade- und Entladewiderstände gilt für die Flankenverformung $t_{0L} > t_{L0}$. Dieser Unterschied wächst mit größer werdendem Widerstand R. Nach [1] nehmen die Schaltzeiten zweier TTL-Gatter mit einem eingefügten RC-Glied ($R = 360\ \Omega$) mit den Koeffizienten zu

K_{tv0L} 0,40 ns/pF

K_{tvL0} 0,14 ns/pF

(Informationswerte).



Ringoszillatoren mit veränderbarer Frequenz
a) mehrere RC-Glieder im Ring
b) ein RC-Glied am Gatter G_2
c) Vergrößerung des Widerstandsbereiches von R durch Einfügen eines Transistors
d) Vergrößerung der Periodendauer durch den Einsatz von monostabilen Kippschaltungen

Die Variante a) im Bild besteht aus drei Gattern und drei RC-Gliedern. Das vierte Gatter dient zur Auskopplung der Impulsfolge. Über den Schalter S ist ein Start-Stopp-Betrieb möglich. Die Frequenz kann fein über den einstell-

baren Widerstand abgeglichen werden. Der Frequenzbereich reicht von einigen hundert kHz bis zu einigen MHz. Bei der Variante b) wird die Schaltzeit eines Gatters durch Zuschalten von Kondensatoren vergrößert. Sollen niedrige Schwingfrequenzen um 1 Hz erzeugt werden, dann müssen Kondensatoren im Mikrofaradbereich eingesetzt werden. Da ungepolte Kondensatoren nur bis zu einigen μF zur Verfügung stehen, ist diese Frequenz mit dieser Schaltung auch noch nicht erreichbar. In diesem Fall kann R erhöht werden, indem anstelle eines Gatters ein Schalttransistor in Emitterschaltung eingefügt wird, Variante c). Durch den sehr geringen Basisstrom (hängt vom Kollektorstrom und der Stromverstärkung ab) kann der Widerstand R sehr groß gewählt werden. Mit der Dimensionierung R = 500 kΩ, C = 2 μF reicht die Frequenz von 1 Hz bis zu einigen kHz.

Ein größerer Sprung in der Vergrößerung der Periodendauer ist mit der Schaltung d) möglich. Hier wird die Impulsbreitenbildung durch monostabile Kippstufen ausgenutzt. Durch die Kettenschaltung von mehreren Kippstufen ist der Frequenzbereich unter 1 Hz ohne Schwierigkeiten realisierbar. In der Ringschaltung ist darauf zu achten, daß insgesamt eine Phasendrehung von 180° auftritt. Je nach Funktionsweise der monostabilen Kippstufen sind eventuell zusätzlich Inverter erforderlich. Setzt man für die Kippstufen integrierte Lösungen ein, so ist der zusätzliche Platzbedarf minimal.

In einer Schaltung können selbstverständlich auch alle vier vorgestellten Lösungen vereinigt werden.

G. Turinsky

Literatur

[1] Kühn, E.; Schmied, H.: Integrierte Schaltkreise. Berlin: VEB Verlag Technik 1972, S. 72

Einfacher Schwebungsfrequenz-Indikator

Unser Bild 1 aus Electronic Engng. 50 (1978) H. 605, S. 7, zeigt das Prinzip eines einfachen Schwebungsindikators. Wie im Bild 2 zu erkennen ist, läßt sich die Schaltung leicht mit RGW-Bauelementen realisieren.

Die Flip-Flops FF_1 und FF_2 am Eingang der Schaltung arbeiten als 2-Bit-Abwärts-, FF_3 und FF_4 als 2-Bit-Aufwärtszähler. Die vier Ausgänge

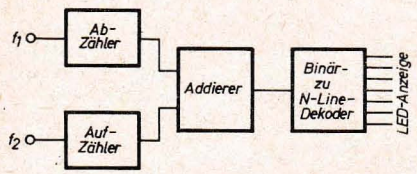


Bild 1

werden an den Punkten S_I und S_{II} addiert, dann für die LED-Anzeige dekodiert. Jede negative Abweichung am Eingang f_1 erzeugt ein im Uhrzeigersinn rotierendes Aufleuchten der als Ring angeordneten LEDs, eine solche am Eingang f_2 ein entgegengesetzt rotierendes Aufleuchten der LEDs. Sind die Frequenzen hoch genug, um ein Flackern zu vermeiden, und fast gleich, so leuchten die LEDs simultan, die relative Helligkeit hängt vom Phasenverhältnis zwischen beiden Eingängen ab. Wenn sich das Phasenverhältnis ändert, geht die Helligkeit von einer LED auf die andere über. Aus ästhetischen Gründen kann es wünschenswert erscheinen, einen Ring von mehr als vier LEDs zu benutzen.

Optoelektronik

● Mit den Prinzipien der optischen Nachrichtenübertragung läßt sich eine mobile Fernsehkamera über ein 4 km langes Lichtleitfaserkabel mit dem zugehörigen Übertragungswagen verbinden. Dabei trägt eine Lichtleitfaser das kodierte Farbfernsehsignal und die zwei Tonkanäle, während die andere Lichtleitfaser ein Schwarzweißsignal für den Monitor der Kamera, zwei Tonkanäle sowie verschiedene Steuersignale führt. Auf diese Weise wird eine Zweiwegverbindung von der Kamera zum Übertragungswagen und zurück gewährleistet. Die Dämpfung der Lichtleitfaser beträgt weniger als 1,5 dB. Auf der Senderseite werden Galliumarsenid-Laserdioden bei einer Wellenlänge von 830 nm eingesetzt. Auf der Empfängerseite werden Galliumarsenid-Lawinendioden verwendet. Ton- und Steuersignale werden in PCM-Technik übertragen. Das Signal-Rauschverhältnis der Übertragung beträgt 65 dB, die differentielle Phase ist kleiner als 1°, und die differentielle Verstärkung liegt unter 1 %.

● Mit Hilfe von Siliziumkarbid ist es gelungen, blaue Leuchtdioden zu realisieren, die nur eine Betriebsspannung von 4 V erfordern. Der Strom beträgt 50 mA. Allerdings liegt der Wirkungsgrad dieser Leuchtdioden niedriger als bei den zur Zeit erhältlichen Galliumarsenid-Phosphid-Dioden. Schwierigkeiten bestehen noch insofern, als daß sich aus Siliziumkarbid noch keine genügend großen Einkristalle herstellen lassen.

● Ein Verfahren zur Herstellung eines Echtzeithologramms eignet sich für verschiedene Anwendungen auf dem Gebiet der zerstörungsfreien Werkstoffprüfung, der optischen Rechentechnik sowie der Holografie. Kernstück des Verfahrens ist eine Hologrammplatte aus Wismutsilikat, wie es auch für Bauelemente mit akustischen Oberflächenwellen verwendet wird. Zur Aufzeichnung bzw. zur Wiedergabe wird ein üblicher optischer Aufbau eingesetzt, wobei das Licht eines Lasers in zwei Strahlen aufgeteilt wird. Das Hologramm steht sofort nach der Aufzeichnung zur Verfügung, während bisherige fotografische Platten erst entwickelt werden mußten. Aufgezeichnet wird durch Modulation des Brechungsindex im Material auf Grundlage seines linearen elektrooptischen Effekts. Dazu ist eine Feldstärke von 6 kV/cm notwendig. Das Auslesen des Hologramms erfordert eine Zeit von etwa 25 ms.

● Mit einer sogenannten Sandwich-Infrarot-Detektorstruktur läßt sich die Empfindlichkeit von Infrarotdetektoren über einen sehr großen Wellenbereich erweitern. Im Gegensatz zu herkömmlichen Detektoren bestehen Sandwichdetektoren aus mindestens zwei unterschiedlichen Detektorkristallen, die übereinander angeordnet sind. Dabei handelt es sich um einen InSb-Kristall mit einer maximalen Empfindlichkeit bei etwa 5 μm und um einen HgCdTe-Kristall für den Bereich zwischen 11 μm und 13 μm. Für Strahlung mit einer Wellenlänge von mehr als 6 μm ist der InSb-Kristall durchsichtig, so daß diese Strahlung ungeschwächt auf den zweiten Kristall gelangt.

Astabile Kippschaltung mit Verzögerungskabel

Das Automatenmodell einer astabilen Kippstufe besteht aus einem Inverterschaltkreis und einem Laufzeitspeicher in der Rückführung. Dieses ideale Modell liefert eine symmetrische Rechteckschwingung mit der Periodendauer $T = 2t_v$ (t_v = Verzögerungszeit des Laufzeitspeichers). Praktisch ausgeführte astabile Kippschaltungen nach diesem Prinzip unterscheiden sich nur in den Mitteln, mit denen die Verzögerung realisiert wird. Bei den Schaltungsbeispielen im Bild 1 und Bild 2 aus [1] werden koaxiale Kabel eingesetzt. Eine relativ hohe Frequenzstabilität ergibt sich mit HF-Kabeln, für die vom Hersteller eine enge Toleranz des Wellenwiderstandes ($\Delta Z/Z < \pm 10\ \%$) garantiert wird. Die Verzögerungszeit eines koaxialen Kabels ist aus den je Längeneinheit gemessenen Induktivitäts- und Kapazitätsbelägen L', C'

$$\tau_0 = \sqrt{L'C'} \qquad (1)$$

oder über die Dielektrizitätskonstante ε_r des Isolierstoffes und der Lichtgeschwindigkeit $c^{-1} = 3{,}3356$ ns m

$$\tau_0 = \sqrt{\varepsilon_r}\,\frac{1}{c} \qquad (2)$$

zu berechnen. Sind diese Größen nicht bekannt, so kann τ_0 auch mit steilen Impulsflanken gemessen werden. Für koaxiale Kabel mit Polyäthylen ($\varepsilon_r = 2{,}2 \ldots 2{,}3$) als Dielektrikum gilt über einen weiten Bereich der geometrischen Abmessungen für Innen- und Außenleiter $\tau_0 \approx 5{,}1$ ns/m. Spezielle Verzögerungskabel haben Verzögerungszeiten bis zu einigen μs/m.

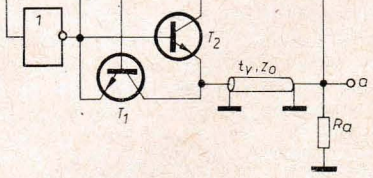


Bild 1: Astabile Kippschaltung mit Verzögerungskabel

Die astabile Kippschaltung im Bild 1 besteht aus einem TTL-Inverter und einem Emitterfolger T_2 zur Ansteuerung des angepaßt abgeschlossenen Kabels mit dem Wellenwiderstand Z_0 und der Verzögerungszeit t_v. Der Widerstand R_1 ist für die Anhebung des TTL-Pegels im H-Zustand vorgesehen, damit über die Rückführung dem Eingang ein ausreichend hohes H-Signal (≧ 2,0 V) bereitgestellt wird. Für den TTL-Inverter können somit auch Ausführungen mit offenem Kollektor eingesetzt werden.

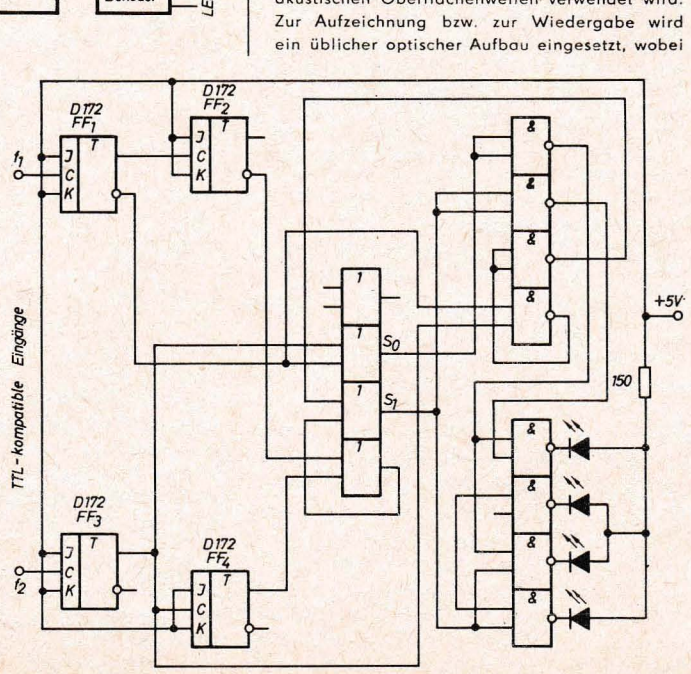


Bild 2

Das L-Signal am Eingang des TTL-Inverters ist ebenfalls gesichert, wenn der Spannungsabfall über R_a durch den Eingangsstrom nicht größer als 0,8 V wird. Diese Forderung ist mit HF-Kabeln $Z_0 \leq 500\ \Omega$ leicht zu erfüllen.

Obwohl die Auskopplung der Impulsfolge an mehreren Stellen in der Schaltung erfolgen kann, sollten alle Verbraucher an den eingezeichneten Ausgang a angeschlossen werden. An diesem Punkt ergeben sich die besten Impulskennwerte. Je mehr Verbraucher an den Ausgang angeschlossen werden, desto mehr weicht der Kabelabschluß vom indealen Wert $R_a = Z_0$ ab. Für n angeschlossene TTL-Verbraucher ergibt sich als wirksamer Kabelabschlußwiderstand

$$R_a' = \frac{(1+n)\,R_a R_e}{(1+n)\,R_e + R_a} \qquad (3)$$

R_e = Eingangswiderstand eines TTL-Gatters

Gleichzeitig entsteht dadurch am Ausgang eine erhöhte kapazitive Belastung. Beide Belastungsarten (ohmisch, kapazitiv) verschlechtern mit zunehmender Verbraucheranzahl n die Impulskennwerte. Im einfachsten Fall sollte deshalb nur ein Verbraucherschaltkreis angeschlossen werden, an dessen Ausgang dann die Auffächerung auf eine größere Anzahl Verbraucher vorgenommen wird. Wo dieses nicht möglich ist, bringt das Einfügen des Transistors T_1 eine Verbesserung. T_1 hat die Aufgabe, das Auf- und Entladen des Kabels zu beschleunigen. T_1 ist so geschaltet, daß er bei hohem Potential am Inverterausgang invers und bei niedrigem Potential normal arbeitet. Für diese Schaltung ergeben sich mit Belastung folgende Ausgangsspannungen

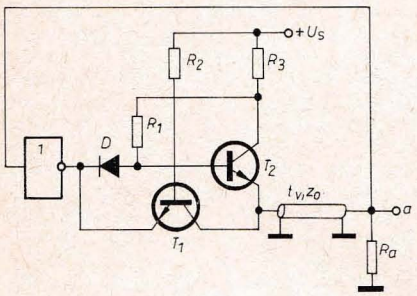


Bild 2: Verbesserte Schaltung, Periodendauer stabiler gegenüber Schaltung Bild 1

$$U_{aH} = \frac{(U_S - U_{BEX_2})\,(1+B_2)\,R_a}{R_1 + (r_K + R_a)\,(1+B_2)} \qquad (4)$$

$$U_{aL} = \frac{[U_{OL} + U_{CE\,sat_1} + (n+1)\,I_{eL}\,r_K]R_a}{r_K + R_a} \qquad (5)$$

B_2 = Stromverstärkung von T_2
r_K = ohmscher Widerstand des Kabels
I_{eL} = Eingangsstrom eines TTL-Gatters.

Bei großer kapazitiver Belastung am Ausgang und nicht vernachlässigbarer Schaltzeit des Inverters setzt sich die Periodendauer aus folgenden zwei Impulsbreiten zusammen $T = t_{pH} + t_{pL}$

$$t_{pH} = t_v + t_{DLH} + t_e \qquad (6)$$

$$t_{pL} = t_v + t_{DHL} + t_a \qquad (7)$$

t_e, t_a = Entlade- und Aufladezeit für die kapazitive Belastung am Ausgang

Beide Gleichungen geben Aufschluß darüber, mit welchen Mitteln die Periodendauer verändert und stabil gehalten werden kann. Bei dem Schaltungsvorschlag dazu im Bild 2 wird die Schaltzeit des Inverters verringert, indem der Emitterfolger T_2 durch die Entkoppeldiode D vom Ausgang des Inverters abgetrennt wird. Die Widerstände R_1 und R_3 sind so zu dimensionieren, daß T_2 nicht in die Sättigung gesteuert wird.

G. Turinsky

Literatur

[1] Petrosjan, K. A.; Atojan, R. V.: Spezialschaltungen digitaler Geräte (Special'nye schemy cifrovych ustroistv). Moskau: Verlag Energija 1979

Patente

Überlagerungsempfänger für mehrere Frequenzbänder mit digital steuerbarem Normalfrequenzgenerator

DE-OS 26 23 782
Int. Cl.²: H 04B 1/26
Anmelder: Sanyo Electric Co., Ltd., Japan

Gegenstand der Erfindung ist ein Superhet- oder Überlagerungsempfänger für mehrere unterschiedliche Frequenzbereiche mit einem digital einstellbaren Normalfrequenzgenerator.

Rundfunküberlagerungsempfänger enthalten als lokalen Oszillator für einen Tuner im allgemeinen einen Parallelresonanzkreis, bei dem die Induktivität oder die Kapazität veränderbar ist. Ein solcher örtlicher Oszillator unterliegt jedoch auf Grund von Temperatureinflüssen Schwankungen seiner Schwingungsfrequenz. Es ist ziemlich schwierig, bei vertretbarem technischem Aufwand eine stabile Oszillatorfrequenz zu erhalten. Wesentlich bessere Ergebnisse erhält man mit digitalen Normalfrequenzgeneratoren. Bei typischen Normalfrequenzgeneratoren für den hier vorgesehenen Zweck ist eine phasenstarre Frequenzanalysenschaltung vorhanden, die auch als PLL-Schaltung (Phase Locked Loop) bezeichnet wird.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, einen Überlagerungsempfänger für mehrere Frequenzbänder vorzugsweise mit automatischem Suchlauf und digital durchstimmbarem Normalfrequenzgenerator zu schaffen, der eine einwandfreie Sendersuche und eine Einstellung innerhalb bestimmter Grenzen vorgegebener Frequenzbänder auch dann ermöglicht, wenn auf unterschiedliche Frequenzbereiche umgeschaltet wird.

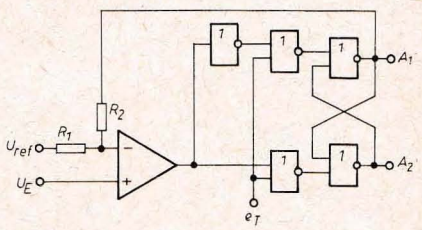
Die Schaltung enthält einen HF-Empfangsteil, einen lokalen Oszillator, dessen abgegebene Frequenz um einen festgelegten Betrag von der Trägerfrequenz eines empfangenen Hochfrequenzsignals abweicht, sowie einen auf die Empfangsfrequenz als auch auf die Frequenz des lokalen Oszillators ansprechenden Mischer zur Erzeugung eines Zwischenfrequenzsignals. Der lokale Oszillator umfaßt einen spannungssteuerbaren Oszillatorteil, eine Einrichtung zur Änderung der Frequenz des Ausgangssignals des steuerbaren Oszillatorteils, eine Einrichtung zur Einstellung und Überwachung des Anteils oder des Faktors der Frequenzänderung sowie eine auf das Ausgangssignal der Frequenzänderungseinheit ansprechende Baugruppe. Diese gibt eine von der Frequenz des Ausgangssignals der Frequenzänderungseinheit zum spannungssteuerbaren Oszillatorteil abhängige Steuerspannung, wodurch der lokale Oszillator zur Abgabe eines Signals veranlaßt wird, dessen Frequenz vom Frequenzänderungsgrad abhängt. Der Empfänger umfaßt außerdem eine Wähleinrichtung zur Auswahl eines aus einer Mehrzahl von Frequenzbändern sowie eine auf das Ausgangssignal dieser Wähleinrichtung ansprechende Schaltung, die über die Überwachungseinrichtung den Frequenzänderungsfaktor auf das jeweils gewählte Frequenzband anpaßt.

Bei einer bevorzugten Ausführungsform der Erfindung weist die Schaltung zur Anpassung des Frequenzänderungsfaktors einen Speicher auf, der eine den jeweiligen Frequenzbereich der Mehrzahl von Empfangsfrequenzbändern betreffende Information speichert sowie eine Einheit, die auf die Wähleinrichtung zur Auswahl eines Frequenzbandes anspricht, um die Variationsbreite des Frequenzuntersetzungsfaktors durch die Überwachungseinrichtung für den Frequenzänderungsfaktor zu bestimmen.

Triggerschaltung mit getakteter Auswertung

DD-WP 131 324
Int. Cl.²: H 03 K 3 295
Inhaber: K. Spring

Bei Triggerschaltungen besteht im allgemeinen die Gefahr, daß der Eingangsspannung überlagerte Störspannungen, insbesondere bei Eingangsspannungen nahe der Triggerschwelle, unerwünschte Schaltvorgänge auslösen. Üblicherweise wird diesen Erscheinungen durch Anwendung eines Tiefpasses am Triggereingang begegnet. Die im Bild dargestellte Schaltung benutzt als anderen Lösungsweg ein dem Trigger nachgeschaltetes, getaktetes RS-Flip-Flop. Das Umschalten dieses Flip-Flops ist bei $e_T = L$ blockiert. Erst wenn die Taktleitung $e_T = H$ führt, wird die Information vom Triggerausgang in das Flip-Flop übernommen. Interessant ist, daß die bei Triggerschaltungen übliche Mitkopplung hier durch Rückführung des invertierenden Ausgangssignalpegels an den invertierenden Eingang realisiert wird. Dadurch steht der nichtinvertierende Eingang des Komparators für die Eingangsspannung zur Verfügung.



Das vorgestellte Schaltungsprinzip ist vielfältig abwandelbar. Im konkreten Fall ist eine Kombination mit einem Tiefpaß am Eingang möglich. Diese Variante ließe sich durch Einführung eines ebenfalls vom Taktsignal e_T gesteuerten Analogschalters vor dem Kondensator des Tiefpasses dahingehend erweitern, daß während der Informationsübernahme die Zeitkonstante des Tiefpasses einen nahezu unendlich großen Wert erhält, was das Wirken von Störspannungen in der verbleibenden kritischen Zeit der Informationsübernahme verhindert.

Rauscharme Ladungsverstärkung

DD-WP 137 172
Int. Cl.²: H 03 F 3 70
Erfinder: H. Koepernik

Die Erfindung betrifft ein Verfahren und eine Schaltungsanordnung zur extrem rauscharmen Ladungsverstärkung, insbesondere für Ladungssignale hoher Zählrate von Halbleiterdetektoren für Röntgenstrahlung. Es soll ein gepulstes Ladungskompensationsverfahren für einen extrem rauscharmen Ladungsverstärker ohne Anwendung einer Lumineszenzdiode oder anderer, zusätzliches Rauschen bzw. konstruktiven Aufwand verursachender Bauelemente aufgebaut werden.

Die Drainspannung des Eingangs-FET eines rein kapazitiv gegengekoppelten Ladungsverstärkers wird immer dann, wenn seine Ausgangsspannung nach Integration einer hinreichend großen Anzahl von Ladungssignalen eine vorgegebene Schwelle überschreitet, impulsmäßig bis zum

Einsetzen eines relativ starken Drain-Gate-Durchbruchsstromes erhöht. Die durch den Drainspannungsimpuls über die Drain-Gatekapazität des Eingangs-FET auf den Verstärkereingang übertragene Störladung wird neutralisiert, indem mit Hilfe eines Kondensators und eines zum Drainspannungsimpuls gegenphasigen Signals eine in jedem Zeitpunkt gleich große Neutralisationsladung umgekehrter Polarität zugeführt wird. Um die Anschaltung eines zusätzlichen Neutralisationskondensators an den Verstärkereingang zu vermeiden, wird die Eigenkapazität des Strahlungsdetektors zur Neutralisation benutzt. Die hierdurch bedingte Verformung des Neutralisationssignals, die zu einer unvollkommenen Neutralisation führen würde, wird durch eine gleichartige Verformung des Drainspannungsimpulses unwirksam gemacht.

An den Ausgang des aus dem Eingangs-FET der nachfolgenden Verstärkerstufe und dem zwischen Verstärkerausgang und Gateanschluß des Eingangs-FET angeordneten Gegenkopplungskondensator gebildeten Ladungsverstärkers sind eine Schwellwertschaltung und daran eine Gegentaktstufe geschaltet. Der positive, durch eine Zusatzkapazität belastete Drainimpulsausgang der Gegentaktstufe ist über ein CR-Koppelglied mit dem Gateanschluß eines Zusatz-FET verbunden. Dessen Sourceanschluß liegt auf dem Drainanschluß des Eingangs-FET.

Der negative, durch Streukapazität belastete Neutralisationsimpulsausgang ist über eine CR-Kopplung an die Hochspannungsseite des Strahlungsdetektors geführt, dessen Gegenseite am Gateanschluß des Eingangs-FET liegt.

In einer vorteilhaften Ausführungsform führt der Sourceanschluß des Eingangs-FET an den hierbei spannungsempfindlichen und invertierenden Verstärker. Der Drainanschluß eines Zusatz-FET liegt an der Betriebsspannung. In einer Variante liegt der Sourceanschluß des Eingangs-FET an Masse, und der Drainanschluß des Zusatz-FET führt zu dem hierbei stromempfindlichen und nichtinvertierenden Verstärker.

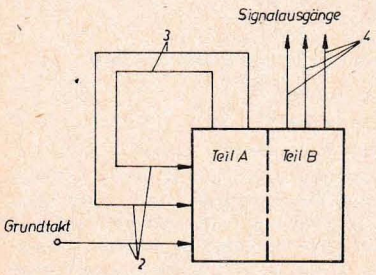
Schaltungsanordnung zur programmierbaren Takterzeugung

DD-WP 137 390

Int. Cl.²: H 03K 3/64

Erfinder: Burghardt Rebel

In der Informationsverarbeitungs- und Steuerungstechnik werden für die Steuerung von Funktionsabläufen zeitgestaffelte Impulsfolgen benötigt. Für eine EDVA wird eigens zu diesem Zweck eine komplexe Taktversorgung mit mehreren Taktphasen vorgesehen. Die erfindungsgemäße Lösung zeigt, wie mit Hilfe eines adressierbaren Speichers und mit minimalem Bauelementeaufwand aus einem Grundtakt eine Vielzahl von Untertakten abgeleitet werden



kann. Dazu ist der adressierbare Speicher 1 in die zwei Teile A und B unterteilt. Während Teil B die Ausgangssignale 4 bereitstellt, werden die Ausgangssignale 3 des Teiles A auf die Adreßeingänge zurückgeführt, wodurch der Zählvorgang in diesem Teil gesteuert wird. Die Zeitstufen der Untertaktphasen werden durch den extern anzulegenden Grundtakt bestimmt.

Durch diese programmierbare Erzeugung von Taktsignalen werden die in bekannten Lösungen vorgesehenen Binärzähler und Dekodiernetzwerke eingespart.

Rückstelleinrichtung für elektronische Speicher mit Anzeigeelementen

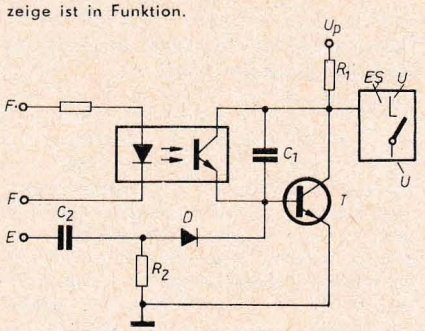
DD-WP 137 044

Int. Cl.²: H 03K 21 18

Erfinder: Wolfgang Fritzsche

Die Erfindung betrifft eine Rückstelleinrichtung für elektronische Speicher mit Anzeigeelementen mit den Vorteilen, daß die Rückstellung ferngesteuert bzw. automatisch erfolgt und daß gleichzeitig eine Potentialtrennung zwischen Eingang der Fernrückstellung und der übrigen Schaltung wirksam ist.

Liegt im Ruhezustand an den Eingängen F kein Steuersignal, dann sind der Fototransistor und der Schalttransistor T hochohmig, wodurch über den Widerstand R_1 ein positives Potential an den elektronischen Schalter ES gelangt und diesen schließt. Daraufhin wird die Stromversorgung der Speicher zugeschaltet, und die Anzeige ist in Funktion.



Gelangt an die Eingänge F ein Rückstellsignal, dann werden der Fototransistor und der Schalttransistor stromführend gesteuert und der elektronische Schalter ES geöffnet. Hierdurch wird die Stromversorgung der Speicher unterbrochen und die Anzeige zurückgestellt. Die automatische Rückstellung geschieht durch ein positives Signal am Eingang E. Durch die Differenzierschaltung wird der Schalttransistor T aber nur kurzzeitig stromführend gesteuert. Das bewirkt die zeitgleiche Öffnung des elektronischen Schalters und die Rückstellung der elektronischen Speicher.

Der Kondensator C_1 dient der automatischen Rückstellung der Speicher beim Zuschalten der Versorgungsspannung. Der beim Zuschalten der Versorgungsspannung über C_1 an die Basis von T gelangende positive Impuls steuert diesen kurzzeitig stromführend, wodurch der elektronische Schalter geöffnet wird und die Speicher zurückgestellt werden.

Durch den Einsatz eines Optokopplers und die dadurch wirksame Potentialtrennung werden eine hohe Störsicherheit und Zuverlässigkeit erreicht. Ein weiterer Vorteil ist, daß nur eine geringe Steuerleistung zur Rückstellung der Speicher benötigt wird.

Beseitigung von Störsignalen bei Ultraschallimpulswandlern

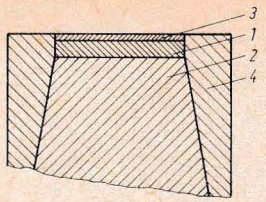
DD-WP 134 302

Int. Cl.²: H 04 R 17/10

Erfinder: K. P. Richter, Prof. Dr. R. Millner und R. Ignatzy

Die Erfindung betrifft alle piezoelektrischen Ultraschallimpulswandler für die medizinische Diagnostik und die Werkstoffprüfung. Ihr Ziel ist es, die Nahauflösung durch Beseitigung von Störsignalen zu erhöhen. Das Wesen der Erfindung liegt darin, die gesamte Wandlerkonstruktion, d. h. Keramikwandler, Dämpfungskörper und Anpassungsschicht, mit einer stark schallabsorbierenden Ummantelung zu umgeben und somit akustisch zu isolieren, wodurch im wesentlichen die Rückstreuungen beseitigt werden. Gleichzeitig kann durch geeignete Formgebung und Musterung der Oberfläche des Dämpfungskörpers der Einfluß der akustischen Streuungen beseitigt werden.

Das Bild zeigt eine Ausführungsform, die aus einer piezoelektrischen Wandlerplatte 1, einem



kegelstumpfförmigen Dämpfungskörper 2 und einer Anpassungsschicht 3 besteht. Die akustische Abschirmung erfolgt durch eine stark schallabsorbierende Ummantelung 4. Durch die geneigte Oberfläche des Dämpfungskörpers werden die Reflexionen wesentlich verringert. Das Material wird dazu so gewählt, daß Schallreflexionen an der Grenzfläche zur Ummantelung vermindert werden, wobei diese dann die abgeleiteten Schallwellen absorbiert.

Kardiodid-Schallstrahler

DD-AP 131 059

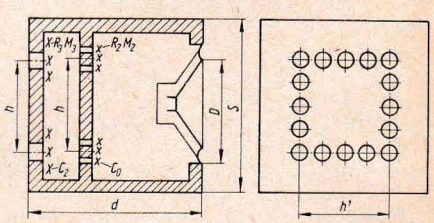
Int. Cl.²: H 04R 1/20

Inhaber: Elektroakusztikai Gyár. Ung. VR

Ausgangspunkt der Erfindung ist ein Kardiodid-Schallstrahler, der mit einem eine Schwingspule aufweisenden Lautsprecher versehen ist, wobei an die Membran des Lautsprechers ein an sich bekanntes 180°-Phasendrehglied akustisch angekoppelt und die hintere Seite der Membran über dieses phasendrehende Glied mit dem äußeren Schallraum verbunden ist.

Der Vorteil der erfindungsgemäßen Lösung besteht in einer verhältnismäßig einfachen, gleichmäßigen, schwankungsfreien Schalldruck-Frequenzkennlinie und in einer Richtcharakteristik, die auch dann nicht verzerrt wird, wenn die Schallwellenlänge kleiner als die doppelte, schallumgehende Strecke ist. Gleichzeitig kann man eine längere schallumgehende Strecke als bei den bekannten Lösungen verwenden, wodurch die erreichbare Bandbreite größer und die untere Grenze des zu übertragenden Bandes niedriger wird.

Im Bild ist ein Ausführungsbeispiel nach der Erfindung dargestellt. Der dynamische Lautsprecher ist auf der Schallwand mit der Breite S befestigt. Die Membran weist einen Durchmesser D und eine akustische Impedanz Z_1 (M_1)



auf. An die hintere Seite der Membran schließt sich der Hohlraum mit der akustischen Kapazität C_0 an. Zwischen dem zweiten Hohlraum mit der akustischen Kapazität C_2 und dem ersten Hohlraum befindet sich ein akustisches Spaltsystem, das einen akustischen Widerstand R_2 und eine akustische Masse M_2 aufweist. Das zweite, in den äußeren Schallraum mündende akustische Spaltsystem ist durch einen akustischen Widerstand R_3 bzw. eine akustische Masse M_3 gekennzeichnet. Eine verzerrungsfreie Schalldruck-Frequenzkennlinie und eine weitgehend verzerrungsfreie Richtcharakteristik werden erzielt, wenn die Öffnungen oder Spalte erfindungsgemäß angeordnet sind, d. h., wenn die Bedingung $h = 2d$ erfüllt ist. Gleichzeitig wird die schallumgehende Strecke d gleich der Breite der Schallwand gewählt. Dementsprechend wird der mittlere Abstand h zwischen den Spalten des hinteren Spaltsystems so gewählt, daß deren Mittelpunkte auf einem Quadrat mit der Seitenlänge h' liegen. Zweckmäßig ist es, wenn die Spalte beider Systeme auf einem Quadrat mit der Seitenlänge $h' = h$ liegen, wobei die Durchmesser der Öffnungen oder Spalte des ersten Systems von denen des zweiten abweichen können.

Normalzeit- und Normalfrequenzaussendungen vom 16. 12. 1979 bis 15. 1. 1980

Herausgegeben vom ASMW – Arbeitsgebiet Zeit- und Frequenznormale

Die Mitteilungen beziehen sich auf die gemäß TGL 31 542/03 in Übereinstimmung mit der Verordnung über die Festlegung der Normalzeit in der DDR vom 30. September 1977 (GBl. I, Nr. 31, S. 346) vom Staatlichen Etalon für Zeit und Frequenz gesteuerten Aussendungen von Zeitmarken und Zeitinformationen sowie auf Normalfrequenzaussendungen.

1. Normalzeit der DDR über Zeitzeichenaussendungen des Senders DGI 182 kHz

Unsicherheit der Aussendung vom Sender:

| Normalzeit der DDR – Zeitzeichen DGI | $\leq$ 0,0001 s.

Bei den anderen DDR-Rundfunksendern beträgt diese Unsicherheit infolge der unterschiedlichen Laufzeiten zum Sender −0,0005 bis +0,005 s.

2. UTC(DDR) über Zeitzeichenaussendungen des Senders Y3S[1]) 4 525 kHz

Unsicherheit der Aussendung vom Sender:

| UTC(DDR) – Zeitzeichen Y3S | $\leq$ 0,0001 s.

Information über UT 1 − UTC = DUT 1 + dUT 1

Zeitraum	DUT 1	dUT 1
16. 12. 79–19. 12. 79	−0,3 s	−0,04 s
20. 12. 79–22. 12. 79	−0,4 s	+0,06 s
23. 12. 79–31. 12. 79	−0,4 s	+0,04 s
1. 1. 80– 3. 1. 80	+0,6 s	+0,04 s
4. 1. 80–13. 1. 80	+0,6 s	+0,02 s
ab 14. 1. 80	+0,6 s	0,00 s

3. Aussendung von Synchronimpulsen des Fernsehens der DDR

Datum	Aussendungszeit des 1. Bildimpulses nach $14^h\ 15^{min}\ 00^s$ MEZ vom Fernsehturm Berlin (Kanal 5) $14^h\ 15^{min}\ 00^s$	mittl. Abweichung der Zeilenfrequenz zwischen $14^h\ 05^{min}$ und $14^h\ 15^{min}$ $\Delta f/f$ in 10^{-10}
16. 12.	+0,011 468 4 s	0[2])
17. 12.	+0,011 465 6 s	0
18. 12.	+0,011 465 2 s	0
19. 12.	+0,019 468 8 s	0
20. 12.	+0,011 465 2 s	0
21. 12.	+0,011 465 5 s	0
22. 12.	+0,007 532 8 s	0
23. 12.	+0,019 436 9 s	0[2])
24. 12.	+0,015 437 1 s	0
25. 12.	+0,011 469 4 s	0
26. 12.	+0,003 181 1 s	0[2])
27. 12.	+0,011 469 2 s	0
28. 12.	+0,011 469 3 s	0
29. 12.	+0,011 469 7 s	0
30. 12.	+0,007 720 2 s	nicht stabilisiert
31. 12.	+0,011 470 0 s	0
1. 1.	+0,012 865 0 s	nicht stabilisiert
2. 1.	+0,011 470 3 s	0
3. 1.	+0,011 466 5 s	0
4. 1.	+0,011 466 3 s	0
5. 1.	+0,011 470 3 s	0[2])
6. 1.	+0,014 044 4 s	nicht stabilisiert
7. 1.	+0,011 454 9 s	0
8. 1.	+0,011 447 7 s	0
9. 1.	+0,011 447 4 s	0
10. 1.	+0,011 140 9 s	0
11. 1.	+0,010 472 1 s	0
12. 1.	+0,010 370 4 s	0
13. 1.	+0,006 306 0 s	0
14. 1.	+0,010 366 8 s	0
15. 1.	+0,010 366 6 s	0

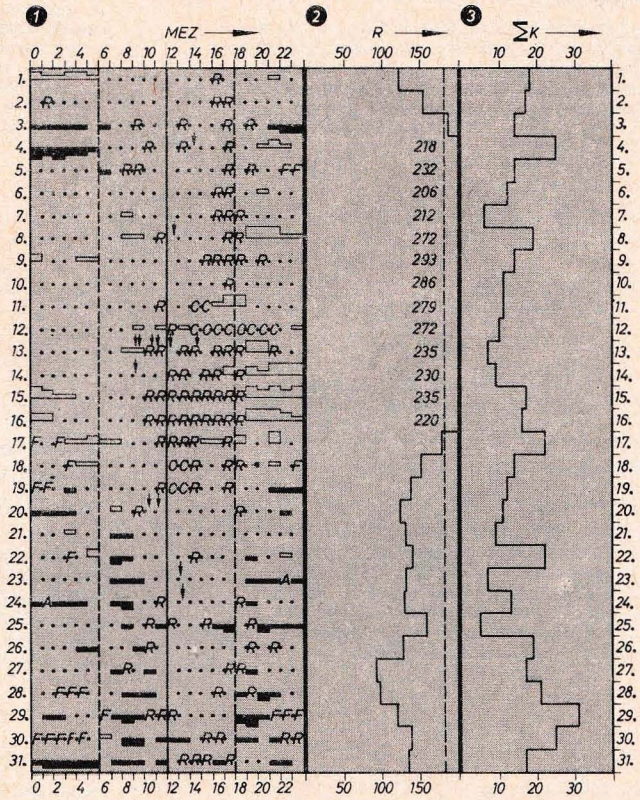
[1]) neue Bezeichnung anstelle DIZ ab 1. 1. 1980

[2]) Phasensprünge durch Programmumschaltung

KW-AUSBREITUNG

im Dezember 1979 und Vorschau für März 1980

Herausgegeben vom Zentralinstitut für solarterrestrische Physik (Heinrich-Hertz-Institut) der Akademie der Wissenschaften der DDR



KW-Ausbreitung im Dezember 1979

❶ relative Abweichung der F_2-Grenzfrequenzen in Juliusruh/Rüg., bezogen auf den Monatsmedianwert

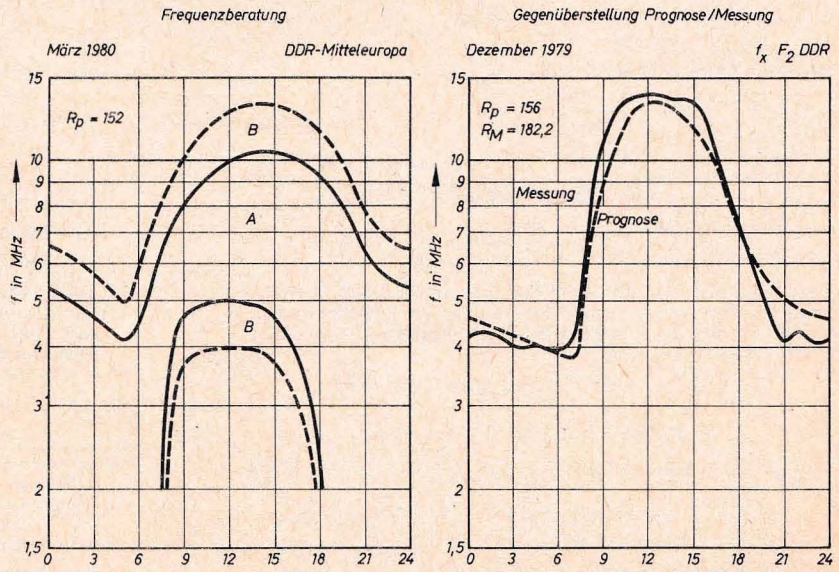
$\Delta f/f$
- □ · +41% und darüber
- □ · +31 ··· +40%
- □ · +21 ··· +30%
- — · +20 ··· −20%
- — · −21 ··· −30%
- — · −31 ··· −40%
- — · −41% und weniger
- Mögel-Dellinger-Effekt

Keine Messung wegen:
- A = Abdeckung durch sporadische E-Schicht
- C = Gerätestörung
- F = Streureflexionen (Spread F)
- G = zu geringer Ionisationsdichte der F_2-Schicht
- R = starker selektiver Dämpfung
- S = atmosphärischer Störungen

❷ gemessene tägliche Züricher Sonnenflecken-relativzahlen (R) und der Monatsmittel R_M (gestrichelt)

❸ Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern (ΣK) des Adolf-Schmidt-Observatoriums Niemegk des Zentralinstituts für Physik der Erde der AdW der DDR

Die Frequenzberatung wurde von der Deutschen Post, Rundfunk- und Fernsehtechnisches Zentralamt, Sektor L-F, 1199 Berlin-Adlershof, auf der Grundlage der Prognose des Monatsmittels der Sonnenfleckenrelativzahl R_I (herausgegeben von der Eidgenössischen Sternwarte in Zürich), berechnet



Vorschau für März 1980

Sendeleistung: 100 W Mindestfeldstärke: 10 μV/m Entfernung: 0···600 km
A = sicherer Verkehr B = Verkehr mit gelegentlichen Ausfällen

Bauelemente und -gruppen
Integrierte Schaltungen
digital

Integrierte Thyristoransteuerschaltung U 706 D

Dr.-Ing. Günter Graichen und Dipl.-Ing. Dieter Niksch

Die integrierte Thyristor-Ansteuerschaltung U 706 D entstand in sozialistischer Gemeinschaftsarbeit von Hochschule, Bauelementehersteller und Bauelementeanwender. In diesem Beitrag wird die IS vorgestellt. Weitere Beiträge, die ihre Möglichkeiten bei der Applikation in Ansteuergeräten der Leistungselektronik zeigen, sind geplant.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 3, S. 143

Elektronische Meßtechnik
digital

Programmierbares Koppelfeld mit IEC-Bus-Schnittstelle

Dipl.-Ing. Peter Jakubik

In diesem Beitrag werden Anwendungsmöglichkeiten für ein programmierbares Koppelfeld mit IEC-Bus-Anschluß in einem automatischen Meß- und Prüfsystem und entsprechende Software-Festlegungen vorgestellt.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 3, S. 158

Informationstechnik
Informationsverarbeitung

Bauelemente und -gruppen
Integrierte Schaltungen
digital

Schnelles I^2L-Multiplizier- und Dividierfeld

Dipl.-Ing. Ingomar Krahl und Dipl.-Ing. Rolf Zindt

Der Beitrag behandelt das Systemkonzept eines schnellen Multiplizier- und Dividierfeldes, das durch Zuschalten von weiteren Bauelementen des gleichen Typs auf eine Verarbeitungsbreite von 512 × 512 bit vergrößert werden kann. Es wird die mikroelektronisch orientierte schaltungstechnische Lösung ausgewählter Teile angegeben. Es werden zwei Schaltkreise verwendet, ein Rechenschaltkreis und ein Prozessorschaltkreis, die in integrierter Injektionslogik realisiert wurden.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 3, S. 150

Bauelemente und -gruppen
Ausnutzung sonstiger physikalischer Effekte

Stand & Tendenzen
Mechanische frequenzselektive Bauelemente

Dr.-Ing. Christian Hälsig

Ausgehend von einem Vergleich elektrischer und mechanischer frequenzselektiver Bauelemente werden nach einer Übersicht über die mechanische Frequenzselektion die Prinzipien, Besonderheiten und der Entwicklungstrend von Metallresonatorfiltern, Keramikfiltern, monolithischen Quarzfiltern und Oberflächenwellenfiltern beschrieben. Außerdem wird über das Typensortiment dieser Erzeugnisgruppen vom VEB Kombinat Elektronische Bauelemente Teltow informiert.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 2, S. 71; H. 3, S. 160

Elektronische Funktionsgruppen

Bauelemente und -gruppen
Integrierte Schaltungen
analog

Phasenregelkreis in Dünnschicht-Hybridtechnik

Heinz Börner und Winfried Schmidt

In diesem Beitrag wird eine PLL-Schaltung vorgestellt, die auf der Dünnschicht-Hybridtechnik beruht. Sie zeichnet sich durch geringe Abmessungen und geringe Masse aus. Als Anwendungen lassen sich Einsatzfälle in Telemetriesystemen, Frequenzmessungen, Drehzahlregelungen u. a. finden.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 3, S. 155

Speichertechnik
Magnetische Verfahren

Radiokassettenrecorder Babett

Ing. Werner Kreuzmann

Der vom VEB Antennenwerke Bad Blankenburg entwickelte Radiorecorder wird anhand des Stromlaufplanes ausführlich beschrieben.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 3, S. 175

Informationstechnik
Informationsverarbeitung

Mikrorechner-Entwicklungssystem mit K 1510

Stefan Götze, Werner Liebich und Heinz-Dietrich Wuttke

Ein Entwicklungssystem auf der Grundlage des Mikrorechners K 1510 wird vorgestellt. Die geräte- und programmtechnischen Bestandteile werden erläutert. Auf Möglichkeiten der Anpassung an unterschiedliche Anwenderforderungen wird hingewiesen.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 3, S. 156

Speichertechnik
Mechanische Verfahren

Antriebsbausteine für HiFi-Plattenspieler

Dipl.-Phys. Klaus Fritzsche

Die in den Schallplattenabspielgeräten der HiFi-Klasse (Opal, Granat, HiFi-Fonoautomat) eingesetzten Antriebseinheiten mit Synchronmotor und Pese werden vorgestellt und wesentliche Qualitätsparameter gegenübergestellt.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 3, S. 178

Bauanleitung — **Speichertechnik** Magnetische Verfahren

HiFi-Wiedergabe mit dem ZK 246

Ing. Siegfried Thieme

Es wird der Umbau des Entzerrernetzwerkes beim ZK 246 beschrieben. Auf Besonderheiten des technologischen Ablaufs der notwendigen Arbeiten wird hingewiesen. Zur Verbesserung der Wiedergabe über die eingebauten Endstufen wird der Einbau eines Klangstellers mit fester Einstellung beschrieben. Besondere Schaltungsmaßnahmen sorgen für gleiche Aussteuerung der Endstufen bei Aufnahme bzw. Wiedergabe.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 3, S. 184

Bauanleitungen — **Speichertechnik** Magnetische Verfahren

Elektronische Bandlaufkontrolle in Kassettenrecordern

Dipl.-Ing. Michael Geisler und Dipl.-Phys. Jürgen Ledermann

In diesem Beitrag wird eine elektronische Schaltung beschrieben, mit der der gefürchtete „Bandsalat" in Kassettenrecordern vermieden werden kann. Durch Verwendung des Initiatorschaltkreises A 301 D werden einfacher Aufbau, geringe Größe und hohe Zuverlässigkeit der Schaltung erreicht. Der Einbau der Schaltung in einen Kassettenrecorder ist unproblematisch.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 3, S. 192

Übertragungsverfahren — **Bauelemente und -gruppen** Optoelektronische Bauelemente

Schaltkreistechnik der optischen Nachrichtentechnik mit Übertragungsraten über 1 G bit/s

Dipl.-Ing. Günter Turinsky

Auf Grund der hohen Schaltfrequenzen in Sender- und Empfängerteilen optischer Nachrichtenübertragungsanlagen mit Übertragungsraten von mehreren G bit/s weist die Schaltkreistechnik dazu einige interessante Details auf, mit denen sich der Beitrag befaßt.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 3, S. 186

Elektronische Funktionsgruppen analog

Einfaches temperaturstabiles Referenzelement

Dipl.-Ing. G.-U. Vack

In diesem Beitrag wird über Erfahrungen beim Aufbau eines temperaturstabilen Referenzelementes mit Feldeffekttransistoren berichtet.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 3, S. 191

Elektronische Funktionsgruppen analog/digital

Spannungs-Frequenz-Umsetzer

Ing. Harro Kühne

Dieser Beitrag beschreibt nach der prinzipiellen Funktion eines ökonomisch günstigen Spannungs-Frequenz-A-D-Umsetzers eine erprobte Schaltung mit einigen Varianten.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 3, S. 188

Suchen gebrauchten
Zusatzspeicher
(Ferritkernspeicher)
für R 300
Angeb. mit Preisangabe an
AV 344/N9 DEWAG,
501 Erfurt, PSF 2

Anzeigenaufträge
richten Sie bitte an die
DEWAG
1026 Berlin,
Postschließfach 29
oder an die DEWAG-Betriebe
in den Bezirksstädten der Deutschen Demokratischen Republik

„Funktechnik", gebunden,
30 Jahrgänge, komplett,
zu verkaufen.
Angebote an
Tel. Osternienburg 461,
18.00 bis 21.00 Uhr.
Weiterbezug gegeben.

Ing. für Elektronik
Raum Berlin, übernimmt hauptberuflich Service, Instandsetzung analoger u. digitaler elektronischer Geräte in Heimarbeit. Arbeitsraum und Fahrzeug vorhanden.
Zuschr. an
TK 5826 DEWAG, 1054 Berlin

KONDENSATOR-MIKROFONE
- Studio-Mikrofone SMS 70 u.a.
- Drahtlose Studio-Übertragungsanlagen
- Meßmikrofone 20 Hz · · · 100 kHz

Fordern Sie bitte unsere Prospekte an
RFT · VEB MIKROFONTECHNIK GEFELL
DDR · 6552 Gefell · Telefon 262 · Telex 58-88 43
Exporteur: ELEKTROTECHNIK EXPORT-IMPORT
Volkseigener Außenhandelsbetrieb der DDR
DDR · 102 Berlin, Alexanderplatz · Haus der Elektroindustrie

Taschenbuch Elektrotechnik in sechs Bänden

Herausgeber: Prof. Dr. sc. techn. Dr. techn. h. c. Eugen Philippow

**Neuentwickeltes Nachschlagewerk der gesamten Elektrotechnik und ihrer Grenzgebiete.
Für alle technisch-wissenschaftlich tätigen Fachleute
in Forschung, Lehre, Entwicklung, Konstruktion und Produktion.**

In konzentrierter Form werden grundsätzliche Begriffe und Beziehungen klar formuliert, systematisch und übersichtlich geordnet und durch technische Daten und Erfahrungswerte in Form von Tafeln, Diagrammen, Zeichnungen usw. ergänzt. Der Benutzer erhält damit exakte, leicht greifbare und rasch verwertbare Informationen und Unterlagen, die bei der Bearbeitung theoretischer und praktischer Aufgaben der Elektrotechnik benötigt werden.

Die Ausgabe in sechs Bänden gewährt große Handlichkeit. Die Gliederung entspricht auch künftigen Erfordernissen. Jeder Band im Format 14,7 cm × 21,5 cm, in Kunstleder gebunden.

Band 1: Allgemeine Grundlagen

Theoretische Grundlagen der Elektrotechnik · Mathematik und spezielle Rechenverfahren der Elektrotechnik · Elektrophysik · Maßsysteme, Einheiten · Elektrische Meßtechnik · Werkstoffe der Elektrotechnik.

1. Auflage 1976. 898 Seiten. Beim Verlag bereits vergriffen. 2., unveränderte Auflage in Vorbereitung für 1981.

Band 2: Grundlagen der Informationstechnik

Informations- und Kodierungstheorie · Bedienungstheorie · Zuverlässigkeitstheorie · Korrelationsanalyse · Systemtheorie · Theorie der automatischen Steuerung · Theorie der analogen Schaltungen · Theorie der digitalen Schaltungen · Empfindlichkeitsanalyse dynamischer Systeme · Theorie der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen · Grundlagen der Elektroakustik · Informationsaufnahme, -verarbeitung und -speicherung sowie Steuerungsprozesse in Lebewesen.

1. Auflage 1977. 864 Seiten, 612 Bilder, 141 Tafeln, 30,– M, Ausland 53,– M. Bestell-Nr. 552 357 7.

Band 3: Bauelemente und Bausteine der Informationstechnik

Fertigungstechnologien für Bauelemente und Geräte der Informationstechnik · Bauelemente der Informationstechnik Elementarbausteine der Informationstechnik.

1. Auflage 1978. 952 Seiten, 1 184 Bilder, 214 Tafeln, 30,– M, Ausland 53,– M. Bestell-Nr. 552 597 8.

Band 4: Systeme der Informationstechnik

Leitungsgebundene Nachrichtentechnik · Funktechnik · Fernwirk- und Automatisierungstechnik · Funktionseinheiten der EDV · Analoge und hybride Informationsverarbeitungssysteme · Digitale Informationsverarbeitungssysteme.

1. Auflage 1979. 972 Seiten, 986 Bilder, 205 Tafeln, 30,– M, Ausland 53,– M. Bestell-Nr. 552 714 8.

Auslieferung durch den Buchhandel

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN